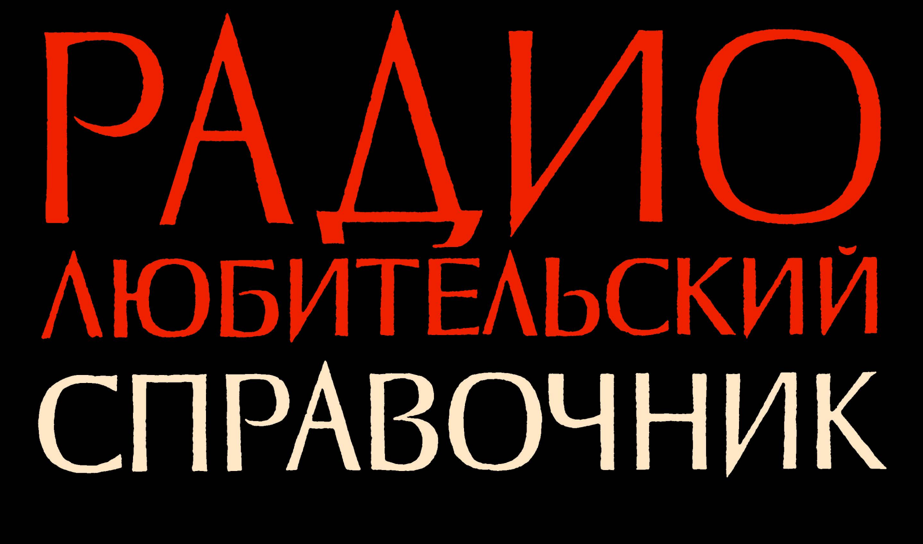
РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИЙ СПРАВОЧНИК





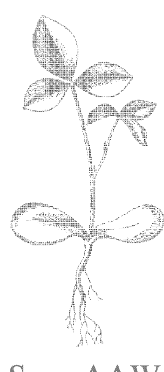


МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Вып. 600

РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИЙ СПРАВОЧНИК

Под общей редакцией
Д. П. ЛИНДЕ





ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1966 ЛЕНИНГРАД

УДК 621.37/39(031)
Л59

В Справочнике кратко изложены основные методы формирования, излучения и приема радиосигналов, рассмотрены принципы действия важнейших радиотехнических устройств электронных приборов, приведены расчетные соотношения, используемые в радиолюбительской практике.

Справочник предназначен для широкого круга радиолюбителей.

Радиолюбительский справочник.
М.—Л., изд-во «Энергия», 1966,
376 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 600).
Сводный тематический план «Радиоэлектроника и связь», 1965 г., № 209.

Редактор *Ф. И. Тарасов.* Техн. редактор *О. П. Печенкина.*

Обложка художника *А. М. Кувшинникова.*

Сдано в набор 16/XI 1965 г. Подписано к печати 10/V 1966 г. Т-07119 Бумага типографская № 2
84×108¹/₁₆ Печ. л. 39,48 Уч.-изд. л. 53,0 Тираж 100.000 экз. Цена 2 р. 90 к. Зак. № 2676

Владимирская типография Главполиграфпрома

ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиотехнические справочники для массового читателя пользуются в нашей стране огромным спросом. «Справочник радиолюбителя» под редакцией А. А. Куликовского, например, за очень короткий срок выдержал три многотиражных издания. Он оказался полезным не только радиолюбителям; им пользуются также студенты, техники, инженеры.

Однако, судя по откликам читателей, было бы целесообразнее в дальнейшем выпускать справочники, адресованные более определенному кругу лиц: одни — для инженеров, студентов и техников, владеющих аппаратом высшей математики и имеющих специальную радиотехническую подготовку, другие — для радиолюбителей, получивших физико-математическую подготовку в объеме средней школы. В соответствии с этим для инженерно-технических работников радиотехническая редакция издательства «Энергия» готовит к изданию «Справочник по радиоэлектронике», для радиолюбителей же предназначается данный справочник, подготовленный редакцией Массовой радиобиблиотеки.

В этом радиолюбительском справочнике помещены краткие сведения о назначении, принципе действия и параметрах различных радиотехнических и радиоэлектронных устройств. В нем приводятся типовые схемы и упрощенные расчеты их узлов, даются рекомендации по выбору применяемых в них электровакуумных или полупроводниковых приборов и деталей. Справочник знакомит и с основными правилами монтажа радиоаппаратуры. Таким образом, радиолюбитель получит здесь первую, основную справку по интересующему его вопросу, а более подробные сведения о том или ином радиоэлектронном устройстве, приборе или детали можно найти в специальных справочниках и каталогах.

В справочнике отражены многие области радиотехники и радиоэлектроники, разные по своему характеру и сложности. Этим и определяется различие в объеме и способе изложения отдельных его глав. В одних содержится больше расчетного материала, в других преобладают практические рекомендации, а некоторые главы справочника, относящиеся к сложным разделам современной радиотехники и радиоэлектроники, имеют в значительной мере описательный характер. Для того чтобы ориентировать читателя в содержании справочника, каждой его главе предпослано небольшое введение. В конце каждой главы приводится рекомендуемая литература.

В составлении справочника приняли участие: Баваров С. Ф. (гл. 18 и 20), Барсуков Ф. И. (гл. 15, 17 и 19), Богданов А. Ф. (гл. 1, 2 и 3), Варламов Р. Г. (гл. 22), Ганзбург М. Д. (гл. 10 и 11), Дольник А. Г. (гл. 12), Зайцев В. А. (гл. 4), Корольков В. Г. (гл. 13), Кривицкий Б. Х. (гл. 14 и 18), Кузнецов В. А. (гл. 8 и 9), Лабутин В. К. (гл 5), Линде Д. П. (гл. 7), Меерсон А. М. (гл. 16), Николаев С. Н. (гл. 4), Тарасов Ф. И. (гл. 6 и 21), Эфрусси М. М. (гл. 12).

Отзывы и пожелания просим присылать по адресу: Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10, издательство «Энергия».

Редакция Массовой радиобиблиотеки

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ СПРАВОЧНЫЕ СВЕДЕНИЯ

Радиотехническая литература содержит многие условные обозначения, которые радиолюбителю необходимо хорошо знать. Кроме того, радиолюбитель должен достаточно ясно представлять себе основные электрические величины и единицы их измерения. Знание этих общих сведений облегчает ознакомление с любой радиотехнической схемой и книгой.

1-1. УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

Буквенные условные обозначения

В качестве условных обозначений физических и технических величин приняты буквы латинского и греческого алфавитов (см. стр. 12). Ниже приводятся наиболее распространенные в радиотехнической литературе буквенные условные обозначения:

B — магнитная индукция.
C — электрическая емкость.
E, e — электродвижущая сила, напряженность электрического поля.
f — частота колебаний.
G — проводимость.
H — напряженность магнитного поля.
I, i — электрический ток.
K — коэффициент усиления.
L — индуктивность.
M — взаимоиндуктивность.
m — коэффициент модуляции.
n — коэффициент трансформации.
P — электрическая мощность.
Q — добротность, сечение сердечника.
q — количество электричества.
R, r — электрическое сопротивление.
S — крутизна характеристики электронной лампы.
T — период колебаний.
U, u — электрическое напряжение.
w — число витков обмотки.
X, x — реактивное сопротивление.
Z, z — полное сопротивление.
ε — электрическая проницаемость.
η — коэффициент полезного действия.
λ — длина волны.
μ — магнитная проницаемость, коэффициент усиления электронной лампы.
ρ — удельное сопротивление.
τ — постоянная времени.
φ — угол сдвига фаз.
ω — угловая частота.

Графические условные обозначения

Элементы схемы любого радиотехнического устройства изображаются в виде стандартных условных обозначений, выражающих в какой-то мере устройство или принцип действия элемента. Наиболее распространенные графические условные обозначения приводятся на рис. 1-1.

Для разгрузки схемы от излишних надписей в радиотехнической литературе приняты следующие сокращенные обозначения сопротивления резисторов и емкости конденсаторов.

Сопротивления от 1 до 1 000 *ом* обозначаются в омах целыми числами без указания единицы измерения (например, сопротивление 330 *ом* обозначается только числом 330).

Сопротивления от 1 до 100 *ком* (иногда до 1 *Мом*) обозначаются числом килоом с прибавлением строчной буквы *к* (например, сопротивление 22 *ком* обозначается 22 *к*).

Сопротивления от 0,1 *Мом* и выше обозначаются в мегомах без указания единицы измерения, причем если величина сопротивления равна целому числу мегом, то после значения величины ставятся запятая и нуль (например, сопротивление 1 *Мом* обозначается 1,0).

Величина сопротивления, составляющая доли или число с долями ом, обозначается в омах с указанием единицы измерения (например, 0,5 *ом* или 7,5 *ом*).

Если указанная на схеме номинальная величина сопротивления является приблизительной (точная величина устанавливается при налаживании аппарата), то рядом с условным изображением сопротивления ставят звездочку.

У переменного сопротивления указывается только максимальное значение его величины.

На схемах, кроме того, часто указывается (условным знаком внутри условного изображения) номинальная мощность сопротивления (рис. 1-2).

Емкости от 1 до 10 000 *пф* обозначаются в пикофарадах, а 10 000 *пф* и более — в микрофарадах без указания в обоих случаях единицы измерения (напри-

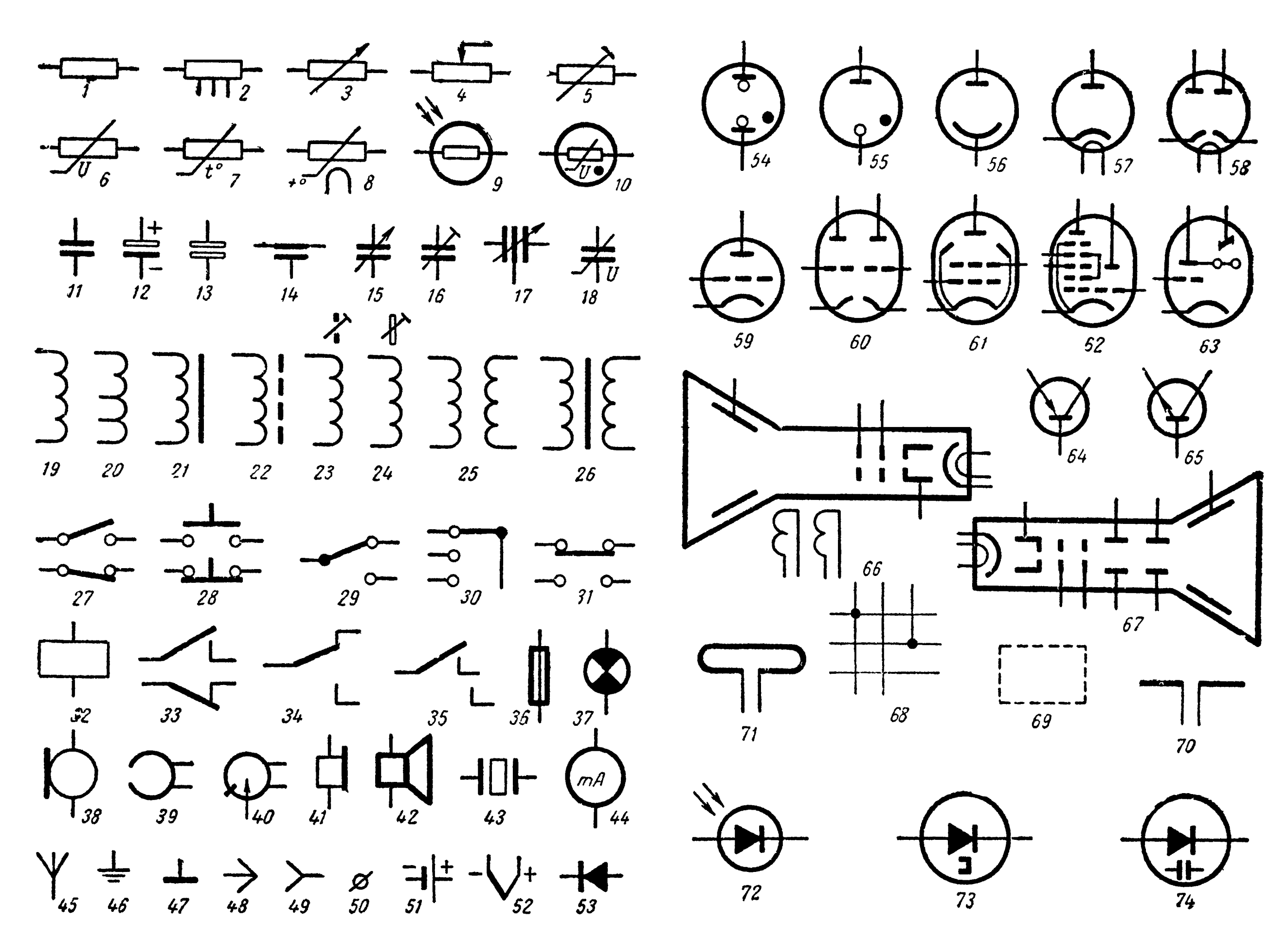


Рис. 1-1. Условные графические обозначения элементов радиотехнических схем.

1 — резистор нерегулируемый; *2* — резистор с отводами; *3*—резистор регулируемый (общее обозначение); *4*—потенциометр; *5*—резистор подстроечный; *6* — варистор; *7* — терморезистор прямого подогрева; *8* — терморезистор косвенного подогрева, *9* — фоторезистор с внутренним фотоэффектом; *10* — бареттер (стабилизатор тока); *11* — конденсатор нерегулируемый (общее обозначение); *12* — конденсатор электролитический (полярный); *13* — конденсатор электролитический (неполярный); *14* — конденсатор проходной; *15* — конденсатор регулируемый; *16* — конденсатор подстроечный; *17* — конденсатор дифференциальный; *18* — вариконд; *19* — катушка индуктивности; *20* — катушка индуктивности с отводами; *21* — дроссель с ферромагнитным сердечником; *22* — катушка индуктивности с магнитодиэлектрическим сердечником; *23* — катушка индуктивности, подстраиваемая магнитодиэлектрическим сердечником; *24* — катушка индуктивности, подстраиваемая немагнитным сердечником; *25* — трансформатор без сердечника; *26* — трансформатор с ферромагнитным сердечником; *27* — выключатели (замыкающий и размыкающий); *28* — кнопки (замыкающая и размыкающая); *29*, *30*, *31* — переключатели; *32* — обмотки реле; *33* — контакты (замыкающий и размыкающий); *34* — контакт переключающий; *35* — контакт с двойным замыканием; *36* — предохранитель плавкий; *37* — лампа сигнальная; *38* — микрофон (общее обозначение); *39* — головка магнитная (общее обозначение); *40* — звукосниматель; *41* — телефонная трубка; *42* — громкоговоритель; *43* — пьезоэлемент, *44* — прибор измерительный (миллиамперметр); *45* — антенна; *46* — заземление; *47* — корпус (шасси); *48* — штепсель (общее обозначение); *49* — гнездо (общее обозначение); *50* — зажим; *51* — элемент гальванический или аккумуляторный; *52* — термоэлемент (термопара); *53* — полупроводниковый диод; *54* — лампа тлеющего разряда (неоновая); *55* — стабилитрон; *56* — фотоэлемент электронный; *57* — диод косвенного накала; *58* — двойной диод с раздельными катодами; *59* — триод; *60* — двойной триод; *61* — лучевой тетрод; *62* — триод-гептод; *63* — электронно-световой индикатор; *64* — транзистор с проводимостью типа *p-n-p*; *65* — транзистор с проводимостью типа *n-p-n*; *66* — кинескоп с электростатической фокусировкой и электромагнитным отклонением; *67* — электроннолучевая треханодная трубка с электростатической фокусировкой и электростатическим отклонением; *68* — пересекающиеся провода, электрически не соединенные (без точки) и соединенные (с точкой); *69* — экран; *70* — вибратор симметричный; *71* — вибратор петлевой; *72* — фотодиод; *73* — диод туннельный; *74* — диод емкостный.

мер, емкость конденсатора в 3 300 *пф* обозначается только числом 3 300, а емкость в 20 000 *пф* — числом 0,02). Если емкость конденсатора равна целому числу микрофарад, то после значения емкости ставятся запятая и нуль (например, емкость конденсатора в 10 *мкф* обозначается числом 10,0).

Емкости, составляющие доли или число с долями пикофарады, обозначаются в пикофарадах с указанием единицы измерения (например, 0,5 *пф* или 7,5 *пф*).

У конденсаторов переменной емкости, а также у подстроечных конденсаторов указываются либо крайние значения емкости, т. е. минимальная и максимальная

емкости (например, 15—520 или 6—25), либо только максимальная емкость (например, 520 или 25).

У электролитических конденсаторов рядом с обозначением емкости часто указывается и рабочее напряжение конденсатора [например, конденсатор 10 *мкф* на рабочее напряжение 450 *в* обозначается 10,0 (450 *в*)]

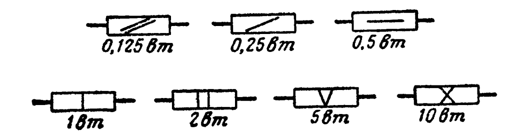


Рис. 1-2. Условные обозначения номинальной мощности резисторов.

1-2. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ВЕЛИЧИНЫ

Электрический заряд — совокупность некоторых одинаковых элементарных частиц, например электронов (отрицательный заряд) или протонов (положительный заряд). Одноименные заряды (оба положительные или оба отрицательные) взаимно отталкиваются, а разноименные взаимно притягиваются. В отличие от нейтральных частиц и тел электрические заряды создают вокруг себя собственное электрическое поле и взаимодействуют с внешним (посторонним) электрическим полем.

Электрическое поле — пространство, в котором проявляется действие электрических сил.

Магнитное поле — пространство, в котором проявляется действие магнитных сил.

Электрический ток — упорядоченное движение электрических зарядов под действием электрического поля. В металлических проводниках и в вакууме он образуется электронным потоком, а в жидкостях — потоком ионов. Ток создает вокруг себя собственное магнитное поле и подвергается воздействию со стороны внешнего (постороннего) магнитного поля. Проходя через сопротивление, он выделяет тепло. Ток определяется количеством электричества, проходящего через сечение проводника за секунду.

Электродвижущая сила (э. д. с.) — причина, вызывающая и поддерживающая электрический ток в замкнутой проводящей цепи за счет превращения в электрическую энергию механической энергии (в электрических машинах), химической энергии (в гальванических элементах и аккумуляторах), тепловой энергии (в термоэлементах) и т. п. Величина э. д. с. измеряется напряжением на выводах источника э. д. с. при отключенной внешней цепи (нагрузке).

Напряжение (разность потенциалов) — электрическая величина, численно равная работе переноса единицы электрического заряда из одной точки поля в другую.

Сопротивление — электрическая величина, характеризующая противодействие электрической цепи протекающему через нее току. Сопротивление участка цепи постоянному току, равное отношению напряжения между концами этого участка к проходящему через участок току, зависит от материала участка цепи, его размеров и температуры. Полное сопротивление участка цепи переменному току зависит еще от индуктивности и емкости этого участка, а также от частоты переменного тока. Сопротивление называется активным, если в нем расходуется энергия тока (например, выделяется тепло), и реактивным, если в нем не происходит необратимое преобразование электрической энергии.

Удельное сопротивление — характеристика материала провода, равная электрическому сопротивлению этого провода, выраженному в омах, имеющего длину 1 *м* и площадь поперечного сечения 1 *мм*^{2}.

Проводимость — электрическая величина, обратная сопротивлению.

Удельная проводимость — характеристика материала проводника; величина, обратная удельному сопротивлению.

Проводник — вещество, обладающее способностью хорошо проводить электрический ток благодаря наличию большого количества электрических зарядов, способных свободно перемещаться по проводнику. В электронных проводниках (металлы) перенос электричества осуществляется электронами, а в ионных проводниках (электролиты) — ионами.

Диэлектрик — вещество, очень плохо проводящее электрический ток вследствие ничтожного количества в нем свободно перемещающихся зарядов. Диэлектрики используются для изоляции проводников друг от друга. При большом напряжении, приложенном к диэлектрику, может наступить пробой, в результате которого диэлектрик теряет свои изоляционные свойства.

Мощность электрического тока — работа, совершаемая током в единицу времени. Мощность постоянного тока равна произведению тока на напряжение.

Переменный ток — электрический ток, периодически изменяющийся по величине и направлению.

Амплитуда переменного тока (или напряжения) — наибольшее значение тока (или напряжения).

Период — наименьший промежуток времени, по истечении которого повторяются значения переменного тока.

Частота — число периодов в секунду.

Действующее значение переменного тока (или напряжения) — значение постоянного тока, эквивалентного данному переменному по количеству тепла, выделяемого в активном сопротивлении за один и тот же промежуток времени, равный целому числу периодов. При синусоидальном переменном токе действующее значение составляет 70,7% от амплитудного значения.

Самоиндукция — возникновение э. д. с. в электрической цепи вследствие изменения электрического тока, текущего в этой же цепи. Величина э. д. с. самоиндукции пропорциональна скорости изменения тока.

Индуктивность — мера самоиндукции цепи. Равна отношению э. д. с. самоиндукции к скорости изменения электрического тока в цепи. Зависит от размеров и формы проводников, образующих цепь. Наибольшую индуктивность имеют проводники, свернутые в виде катушек (катушки индуктивности).

Взаимная индукция — возникновение э. д. с. в одном проводнике вследствие изменения величины тока в другом или вследствие изменения взаимного расположения проводников.

Взаимоиндуктивность — мера взаимной индукции цепей. Взаимоиндуктивность двух контуров численно равна магнитному потоку, который создается током в 1 *а* одного из контуров и пронизывает другой контур. Величина взаимоиндуктивности двух контуров зависит от формы, размеров и относительного расположения этих контуров.

Емкость — характеристика конденсатора, равная отношению сообщенного ему заряда к напряжению между его обкладками. Емкость плоского конденсатора пропорциональна площади его пластин, обратно пропорциональна расстоянию между пластинами и зависит от материала диэлектрика, помещенного между пластинами,

Напряженность электрического поля — вектор, характеризующий направление и силу, с которой электрическое поле действует на помещенный в данную точку поля единичный положительный электрический заряд.

Линии напряженности (силовые линии) — характеристика структуры поля. В любой точке силовой линии вектор напряженности направлен по касательной к ней.

Электрическая проницаемость — характеристика вещества, показывающая, во сколько раз силы взаимодействия электрических зарядов в данном веществе слабее, чем в вакууме. Для вакуума и воздуха электрическая проницаемость равна единице.

Напряженность магнитного поля — вектор, характеризующий направление и силу, с которой магнитное поле действует на помещенный в данную точку поля северный полюс магнита, принятый за единичный.

Магнитная проницаемость — характеристика вещества, показывающая, во сколько раз напряженность магнитного поля в данном веществе больше, чем в вакууме. Магнитная проницаемость в вакууме и немагнитных материалах равна единице, в диамагнетиках она меньше единицы, в парамагнетиках — больше единицы, в ферромагнетиках (например, в стали) — намного больше единицы.

Магнитная индукция — величина, характеризующая результирующее магнитное поле в веществе. Равна произведению напряженности внешнего магнитного поля (измеряемого в отсутствие вещества) на магнитную проницаемость вещества.

Магнитный поток — число силовых линий магнитного поля через площадь, перпендикулярную к силовым линиям. Равен произведению магнитной индукции на площадь.

1-3. ЕДИНИЦЫ ИЗМЕРЕНИЯ

Физические величины взаимосвязаны определенными количественными соотношениями. Следовательно, между единицами измерения физических величин также существуют связи. Эти связи позволяют выбрать независимо лишь некоторые основные единицы. Остальные единицы называются производными; их значения определяются путем подстановки основных единиц в соответствующие формулы.

Существовавшие до сих пор системы единиц не являлись универсальными. Из-за этого разные физические величины иногда измерялись одинаковыми единицами (например, сантиметрами измерялась и длина, и электрическая емкость). Некоторые физические величины измерялись различными единицами в разных областях науки и техники (например, мощность измерялась в килограммометрах в секунду, в лошадиных силах и в ваттах). Это приводило к необходимости использования переводных коэффициентов.

Для устранения этих недостатков была создана универсальная Международная система единиц (СИ), которую ГОСТ 9867-61 обязал применять как предпочтительную на территории Советского Союза с 1 января 1963 г.

Система СИ состоит из шести основных единиц (метр, килограмм, секунда, ампер, градус и свеча), двух дополнительных (радиан и стерадиан) и двадцати семи производных единиц. Ниже приводятся названия и определения наиболее употребительных электрических и магнитных единиц системы СИ.

Ампер (*а*) — единица электрического тока, который, проходя по двум параллельным прямолинейным проводникам бесконечной длины и ничтожно малого кругового сечения, расположенным на расстоянии 1 *м* один от другого в вакууме, создает между этими проводниками силу отталкивания, равную $2 \cdot 10^{-7}$ ньютона на каждый метр длины.

Кулон (*к*) — единица количества электричества (электрического заряда). Кулон равен заряду, переносимому через поперечное сечение проводника в 1 *сек* при токе 1 *а*.

Вольт (*в*) — единица напряжения (разности потенциалов) или э. д. с. Вольт равен разности потенциалов двух точек электрического поля, при перемещении между которыми заряда в 1 *к* совершается работа в 1 *дж* (джоуль; 1 *дж* = 1 *вт* · 1 *сек*).

Ватт (*вт*) — единица мощности. Ватт равен мощности, развиваемой постоянным электрическим током в 1 *а* при напряжении 1 *в*.

Ом (*ом*) — единица сопротивления. Ом равен сопротивлению такого проводника, по которому течет ток 1 *а* при напряжении 1 *в*.

Сименс (*сим*) — единица проводимости. Сименс равен проводимости такого проводника, по которому течет ток 1 *а* при напряжении в 1 *в*.

Фарада (*ф*) — единица емкости. Фарада равна емкости проводника, потенциал которого повышается на 1 *в*, если заряд проводника увеличить на 1 *к*.

Вебер (*вб*) — единица магнитного потока. Вебер равен такому магнитному потоку, при убывании которого до нуля за 1 *сек* в контуре, сцепленном с этим потоком, возникает э. д. с., равная 1 *в*.

Тесла (*тл*) — единица магнитной индукции. Тесла представляет собой индукцию такого однородного магнитного поля, в котором магнитный поток через площадь в 1 $м^2$, перпендикулярную к магнитным силовым линиям, равен 1 *вб*.

Ампер на метр (*а/м*) — единица измерения напряженности магнитного поля. Ампер на метр равен напряженности магнитного поля, возникающей на расстоянии $1/2\pi$ *м* от прямого длинного провода, по которому течет ток в 1 *а*.

Генри (*гн*) — единица индуктивности и взаимоиндуктивности. Генри равен индуктивности такого контура, с которым сцеплен магнитный поток 1 *вб*, если через контур течет ток 1 *а*.

Для выражения значения магнитных величин других систем единиц в единицах системы СИ пользуются следующими соотношениями:

$$1\ э\ (\text{эрстед}) = \frac{1}{4\pi} \cdot 10^3\ а/м;$$

$$1\ гс\ (\text{гаусс}) = 10^{-4}\ тл;$$

$$1\ мкс\ (\text{максвелл}) = 10^{-8}\ вб.$$

1-4. КРАТНЫЕ И ДОЛЬНЫЕ ЕДИНИЦЫ

Размер основных или производных единиц системы СИ может оказаться неудобным (мал или велик) для измерений или расчетов. В этих случаях используются кратные или дольные единицы, которые получаются путем умножения основных или производных единиц на 10^n. У кратных единиц целое число n больше, а у дольных меньше нуля. Названия кратных и дольных единиц образуются из названий основных или производных единиц путем добавления к ним приставок. Степени кратности (дольности) и приставки приведены в табл. 1-1.

Таблица 1-1

Десятичные приставки

Кратность (дольность)	Наименование приставки	Обозначение приставки
10^{12}	Тера	*Т*
10^{9}	Гига	*Г*
10^{6}	Мега	*М*
10^{3}	Кило	*к*
10^{2}	Гекто	*г*
10	Дека	*да*
10^{-1}	Деци	*д*
10^{-2}	Санти	*с*
10^{-3}	Милли	*м*
10^{-6}	Микро	*мк*
10^{-9}	Нано	*н*
10^{-12}	Пико	*п*

1-5. ДЕЦИБЕЛЫ

При использовании относительных величин (коэффициент усиления, уровень громкости и др.) оказалось удобным вместо отношений мощностей P_1/P_2, напряжений U_1/U_2 и токов I_1/I_2 оперировать с логарифмами этих отношений в децибелах $10 \lg P_1/P_2$, $20 \lg U_1/U_2$ и $20 \lg I_1/I_2$.

Для быстрого пересчета отношений мощностей, напряжений или токов в децибелы можно пользоваться табл. 1-2.

Таблица 1-2

Таблица пересчета отношений напряжений, токов и мощностей в децибелах

Децибелы	Отношение напряжений или токов	Отношение мощностей	Децибелы	Отношение напряжений или токов	Отношение мощностей
0	1,000	1,000	5	1,78	3,16
0,1	1,012	1,023	6	1,99	3,98
0,2	1,023	1,047	7	2,24	5,01
0,3	1,035	1,072	8	2,51	6,31
0,4	1,047	1,096	9	2,82	7,94
0,5	1,059	1,122	10	3,16	10,00
0,6	1,072	1,148	11	3,55	12,59
0,7	1,084	1,175	12	3,98	15,85
0,8	1,096	1,202	13	4,47	19,95
0,9	1,109	1,230	14	5,01	25,12
1,0	1,122	1,259	15	5,62	31,62
2	1,26	1,58	16	6,31	39,81
3	1,41	1,99	17	7,08	50,12
4	1,58	2,51	18	7,94	63,10

Продолжение табл. 1-2

Децибелы	Отношение напряжений или токов	Отношение мощностей	Децибелы	Отношение напряжений или токов	Отношение мощностей
19	8,91	79,43	43	141,3	19 900
20	10,00	100,00	44	158,5	25 100
21	11,22	125,9	45	177,8	31 600
22	12,59	158,5	46	199,5	39 800
23	14,13	199,5	47	223,9	50 100
24	15,85	251,2	48	251,2	63 100
25	17,78	316,2	49	281,8	79 400
26	19,95	398,1	50	316,2	100 000
27	22,39	501,2	51	354,8	126 000
28	25,12	631,0	52	398,1	158 000
29	28,18	794,3	53	446,7	199 000
30	31,62	1 000	54	501,2	251 000
31	35,48	1 259	55	562,3	316 000
32	39,81	1 585	56	631,0	399 000
33	44,67	1 990	57	707,9	501 000
34	50,12	2 510	58	794,3	631 000
35	56,23	3 160	59	891,3	794 000
36	63,10	3 980	60	1000,0	1 000 000
37	70,79	5 010	70	3 162	10^7
38	79,43	6 310	80	10 000	10^8
39	89,13	7 940	90	31 620	10^9
40	100,0	10 000	100	10^5	10^{10}
41	112,2	12 600	110	316 200	10^{11}
42	125,9	15 800	120	10^6	10^{12}

1-6. ЛОГАРИФМИЧЕСКИЙ МАСШТАБ

В радиотехнической практике часто приходится строить различные графики (например, частотные характеристики) в логарифмическом масштабе, что позволяет значительно расширить пределы отсчета, не увеличивая размеров чертежа. Для этого по осям графика откладываются не сами числа, а их логарифмы (рис. 1-3), так же как это сделано на шкалах логарифмической линейки. Если по одной оси масштаб сделан логарифмический, а по другой — обычный (линейный), то такую масштабную сетку называют полулогарифмической (рис. 1-4).

Построить логарифмический масштаб можно двумя способами.

1. Если размеры чертежа позволяют, то на нужную ось переносятся деления с логарифмической линейки.

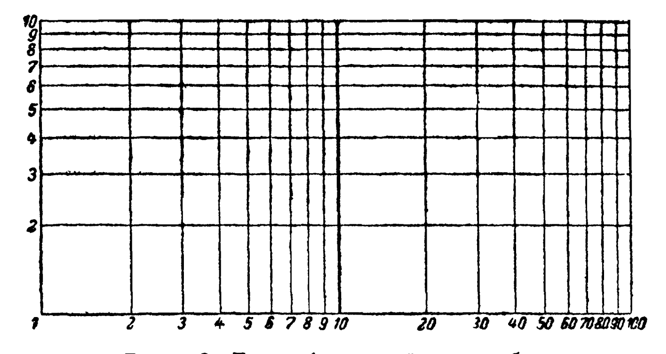


Рис. 1-3. Логарифмический масштаб.

2. Если размеры чертежа ограничены, то выбирают удобную длину единицы масштаба *l*. Каждая такая единица соответствует увеличению числа в 10 раз, т. е. если начало отсчета принять за 1, то конец масштабной единицы будет равен 10. Следующая масштабная единица начнется с 10 и закончится на 100 и т. д.

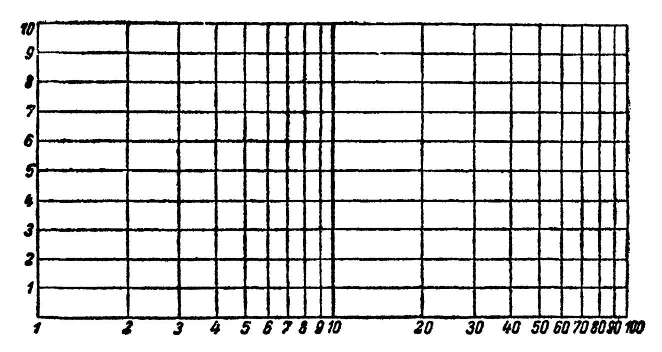


Рис. 1-4. Полулогарифмический масштаб.

Длину промежуточных делений между 1 и 10 вычисляют по следующей таблице:

Расстояние	от	1	до	2	равно	$l\cdot 0{,}3$
»	»	1	»	3	»	$l\cdot 0{,}47$
»	»	1	»	4	»	$l\cdot 0{,}6$
»	»	1	»	5	»	$l\cdot 0{,}7$
»	»	1	»	6	»	$l\cdot 0{,}78$
»	»	1	»	7	»	$l\cdot 0{,}85$
»	»	1	»	8	»	$l\cdot 0{,}9$
»	»	1	»	9	»	$l\cdot 0{,}95$

Например, для $l=50$ *мм* получаем:

Длина	промежутка	1—2	равна	$50\cdot 0{,}3=15$ *мм*
»	»	1—3	»	$50\cdot 0{,}47=23{,}5$ *мм*
»	»	1—4	»	$50\cdot 0{,}6=30$ *мм*
»	»	1—5	»	$50\cdot 0{,}7=35$ *мм*
»	»	1—6	»	$50\cdot 0{,}78=39$ *мм*
»	»	1—7	»	$50\cdot 0{,}85=42{,}5$ *мм*
»	»	1—8	»	$50\cdot 0{,}9=45$ *мм*
»	»	1—9	»	$50\cdot 0{,}95=47{,}5$ *мм*

1-7. ЛАТИНСКИЙ И ГРЕЧЕСКИЙ АЛФАВИТЫ

Латинский алфавит

Печатные буквы	Рукописные буквы	Название	Печатные буквы	Рукописные буквы	Название
Aa	*Aa*	а	*Nn*	*Nn*	эн
Bb	*Bb*	бе	*Oo*	*Oo*	о
Cc	*Cc*	це	*Pp*	*Pp*	пэ
Dd	*Dd*	де	*Qq*	*Qq*	ку
Ee	*Ee*	э	*Rr*	*Rr*	эр
Ff	*Ff*	эф	*Ss*	*Ss*	эс
Gg	*Gg*	ге	*Tt*	*Tt*	тэ
Hh	*Hh*	аш	*Uu*	*Uu*	у
Ii	*Ii*	и	*Vv*	*Vv*	ве
Jj	*Jj*	йот	*Ww*	*Ww*	дубль-вэ
Kk	*Kk*	ка	*Xx*	*Xx*	икс
Ll	*Ll*	эль	*Yy*	*Yy*	игрек
Mm	*Mm*	эм	*Zz*	*Zz*	зет

Греческий алфавит

Печатные буквы	Рукописные буквы	Название	Печатные буквы	Рукописные буквы	Название
Αα	*Αα*	альфа	Nν	*Nν*	ни(ню)
Ββ	*Ββ*	бэта	Ξξ	*Ξξ*	кси
Γγ	*Γγ*	гамма	Οο	*Οο*	омикрон
Δδ	*Δδ*	дельта	Ππ	*Ππ*	пи
Εε	*Εε*	эпсилон	Ρρ	*Ρρ*	ро
Ζζ	*Ζζ*	дзета	Σσ	*Σσς*	сигма
Ηη	*Ηη*	эта	Ττ	*Ττ*	тау
Θϑ	*Θϑ*	тэта	Υυ	*Υυ*	ипсилон
Ιι	*Ιι*	иота	Φφ	*Φφ*	фи
Κϰ	*Κϰ*	каппа	Χχ	*Χχ*	хи
Λλ	*Λλ*	ламбда	Ψψ	*Ψψ*	пси
Μμ	*Μμ*	мю	Ωω	*Ωω*	омега

ЛИТЕРАТУРА

З г у т М. А., Условные обозначения и радиосхемы, изд-во «Энергия», 1964.

Б а з а к у ц а В. А., Международная система единиц, изд-во Харьковского университета.

Обозначения условные графические для электрических схем, ГОСТ 7624-62.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

Любое радиотехническое устройство содержит различные электрические цепи, составленные из сопротивлений, емкостей, индуктивностей и других электрических элементов. Чтобы хорошо разобраться в работе радиоустройства, необходимо ясно представлять себе основные характеристики этих элементов и особенности использования их в цепях постоянного тока или переменного тока в разных режимах. Знание основных закономерностей электрических цепей помогает радиолюбителю как при монтаже радиотехнического устройства, так и при расчете элементов и узлов его схемы.

2-1. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Сопротивление

Провод длиной l (в метрах) и площадью поперечного сечения s (в квадратных миллиметрах) обладает сопротивлением (в омах):

$$R=\rho\frac{l}{s},$$

где ρ — удельное сопротивление материала провода при температуре $T_1=20°$ С (см. табл. 2-1).

Таблица 2-1

Характеристика материала провода

Материал	Удельное сопротивление при $T_1=20$ °С, *ом·мм²/м*	Температурный коэффициент сопротивления, 1/°С
Алюминий	0,029	0,0037
Вольфрам	0,0051	0,0045
Железо	0,13	0,0048
Константан	0,5	—0,000005
Латунь	0,075	0,0015
Медь	0,0178	0,0039
Никель	0,1	0,005
Платина	0,1	0,0038
Ртуть	0,958	0,0009
Серебро	0,0165	0,0036

Сопротивление провода для температуры T_2, отличной от $T_1=20°$ С, может быть вычислено по формуле

$$R_{T1}=R_{T2}\left[1+\alpha\left(T_2-T_1\right)\right],$$

где α — температурный коэффициент сопротивления, 1/°С (см. табл. 2-1).

При последовательном соединении сопротивлений (резисторов) общее сопротивление цепи равно сумме всех сопротивлений

$$R_{\text{общ}}=R_1+R_2+\ldots+R_n.$$

При параллельном соединении сопротивлений для определения общей проводимости цепи складываются проводимости соединяемых сопротивлений (резисторов):

$$G_{\text{общ}}=G_1+G_2+\ldots+G_n$$

или

$$\frac{1}{R_{\text{общ}}}=\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\cdots+\frac{1}{R_n}.$$

При параллельном соединении двух сопротивлений

$$R_{\text{общ}}=\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}.$$

Мощность, теряемая на выделение тепла при протекании через сопротивление постоянного тока I,

$$P=I^2R.$$

Индуктивность

Индуктивность катушки пропорциональна квадрату числа ее витков w. Например, индуктивность (в микрогенри) однослойной цилиндрической катушки (при $l>0{,}3D$):

$$L=\frac{w^2D^2}{100\,l+45\,D},$$

где D — диаметр катушки, *см*;
l — длина катушки, *см*.

Индуктивность (в генри) катушки с сердечником из стали или магнитодиэлектрика

$$L=\frac{w^2}{R_{\text{м}}}.$$

Магнитное сопротивление (1/*гн*) однородного сердечника

$$R_{\text{м}}=\frac{8\cdot10^7\,l}{\mu S},$$

где l — длина магнитной цепи, *см*;
S — площадь поперечного сечения сердечника, *см²*;
μ — магнитная проницаемость материала сердечника.

Магнитное сопротивление сердечника, составленного из различных участков длиною l_1, l_2,... (в том числе и воздушных зазоров),

$$R_{\text{м}}=\frac{8\cdot10^7\,l_1}{\mu S_1}+\frac{8\cdot10^7\,l_2}{\mu S_2}+\ldots$$

У воздушного зазора магнитная проницаемость $\mu=1$, а поперечное сечение S несколько больше сечения стали (из-за рассеяния магнитного потока).

При последовательном соединении индуктивностей общая индуктивность цепи равна сумме всех индуктивностей

$$L_{\text{общ}}=L_1+L_2+\ldots+L_n.$$

При определении результирующей индуктивности в случае параллельного соединения индуктивностей складываются обратные им величины

$$\frac{1}{L_{общ}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots + \frac{1}{L_n}.$$

При параллельном соединении двух индуктивностей

$$L_{общ} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}.$$

Емкость

Емкость конденсатора пропорциональна площади его проводника. Например, емкость (в пикофарадах) конденсатора из n пластин

$$C \approx 0{,}009\, \frac{\varepsilon S}{a} (n-1),$$

где S — площадь пластины, *мм*²;
a — расстояние между пластинами (толщина диэлектрика), *мм*;
ε — электрическая проницаемость диэлектрика (см. табл. 2-2).

Таблица 2-2

Электрическая проницаемость некоторых материалов (диэлектриков)

Материал	Электрическая проницаемость
Бумага	2,3
Вода	80
Дерево	3
Керамика	2 000—3 000
Масло	2
Слюда	5—10
Стекло	5—10
Фарфор	5

При определении результирующей емкости в случае последовательного соединения емкостей складываются обратные им величины

$$\frac{1}{C_{общ}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n}.$$

При последовательном соединении двух конденсаторов

$$C_{общ} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

При параллельном соединении емкостей общая емкость цепи равна сумме всех емкостей

$$C_{общ} = C_1 + C_2 + \dots + C_n.$$

2-2. ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Электрическая цепь

Совокупность соединенных проводами источников и приемников электрического тока, образующих для него замкнутый путь, называется электрической цепью. Цепь, содержащая точки (узлы), между которыми имеются два или более путей для протекания тока, называется разветвленной цепью. Основной задачей расчета электрической цепи является отыскание тока (напряжения) в том или ином ее участке по заданным э. д. с. источников и сопротивлениям цепи.

Закон Ома

Расчет неразветвленной цепи осуществляется с помощью закона Ома.

Ток I в любом участке цепи (рис. 2-1) пропорционален разности потенциалов $V_1—V_2$ на концах участка и обратно пропорционален сопротивлению R этого участка:

$$I = \frac{V_1 - V_2}{R}.$$

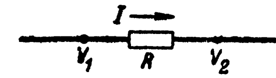


Рис. 2-1. Участок цепи постоянного тока.

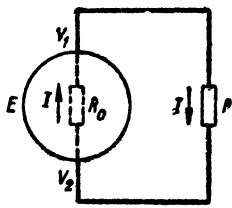


Рис. 2-2. Замкнутая (неразветвленная) цепь постоянного тока.

Электродвижущая сила E источника (генератора), действующего в неразветвленной цепи, преодолевает сопротивление всей цепи (рис. 2-2), т. е. преодолевает внешнее сопротивление R и внутреннее сопротивление источника R_0. Ток в такой цепи

$$I = \frac{E}{R + R_0}$$

имеет одно и то же значение в любой ее точке.

Режимы работы

Режим, при котором нагрузка R генератора значительно больше его внутреннего сопротивления ($R \gg R_0$), называется режимом холостого хода. В режиме холостого хода падение напряжения на внутреннем сопротивлении генератора незначительно и напряжение на нагрузке постоянно (оно слабо зависит от тока и сопротивления нагрузки). Поэтому такой генератор называют генератором напряжения (рис. 2-3, *а*).

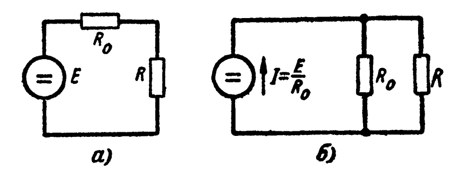


Рис. 2-3. Схемы генератора напряжения (*а*) и генератора тока (*б*).

Режим, при котором нагрузка генератора значительно меньше его внутреннего сопротивления ($R \ll R_0$), называется режимом короткого замыкания. В режиме короткого замыкания ток в цепи постоянен, так

как он определяется внутренним сопротивлением генератора и слабо зависит от сопротивления нагрузки. Поэтому такой генератор называют **генератором тока**. Для этого случая более удобной может оказаться схема на рис. 2-3, *б*.

Используя закон Ома, можно легко убедиться, что обе схемы на рис. 2-3 эквивалентны в отношении тока через нагрузку

$$I = \frac{E}{R+R_0}$$

и напряжения на нагрузке

$$U = E\frac{R}{R+R_0}.$$

Если сопротивление нагрузки равно внутреннему сопротивлению генератора ($R=R_0$), то такую нагрузку называют **согласованной с генератором**. В этом режиме генератор отдает в нагрузку максимально возможную мощность

$$P_{\text{макс}}=UI=\frac{EI}{2},$$

равную половине мощности источника (вторая половина мощности источника расходуется на его внутреннем сопротивлении).

Законы Кирхгофа

Расчет разветвленной цепи осуществляется с помощью законов Кирхгофа.

Первый закон Кирхгофа: сумма токов, приходящих к узлу цепи, равна сумме токов, уходящих от этого узла.

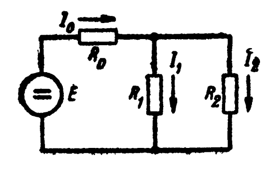


Рис. 2-4. Разветвленная цепь постоянного тока.

Например, для цепи, изображенной на рис. 2-4,

$$I_0 = I_1 + I_2.$$

Второй закон Кирхгофа: в любом замкнутом контуре цепи сумма э. д. с. равна сумме напряжений на сопротивлениях.

Например, для цепи, изображенной на рис. 2-4,

$$I_0R_0+I_1R_1=E;$$

$$I_1R_1-I_2R_2=0.$$

Совместное решение этих трех уравнений позволяет вычислить токи в цепи:

$$I_0=E\frac{R_1+R_2}{R_0R_1+R_0R_2+R_1R_2};$$

$$I_1=E\frac{R_2}{R_0R_1+R_0R_2+R_1R_2};$$

$$I_2=E\frac{R_1}{R_0R_1+R_0R_2+R_1R_2}.$$

Метод эквивалентного генератора

Этот метод расчета целесообразно применять в тех случаях, когда требуется определить ток не во всех, а лишь в одном из сопротивлений разветвленной цепи. Это сопротивление R считают нагрузкой, а точки его включения в цепь — выходными зажимами.

Независимо от сложности остальной части цепи, подсоединенной к выходным зажимам, ее можно заменить одним **эквивалентным генератором** с напряжением $U_{\text{х.х}}$ и внутренним сопротивлением $R_{\text{к.з}}$. Напряжение $U_{\text{х.х}}$ эквивалентного генератора равно напряжению между выходными зажимами при отключенной от них нагрузке (при холостом ходе). Внутреннее

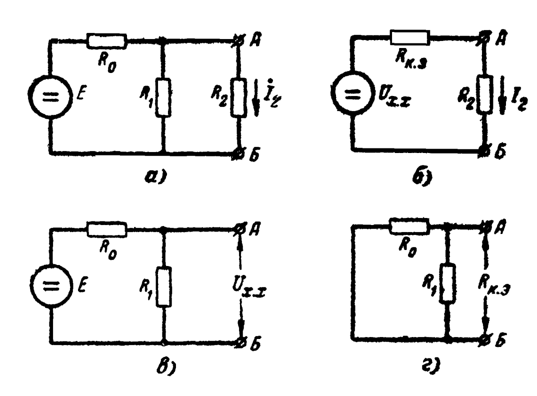


Рис. 2-5. К применению метода эквивалентного генератора.

а — разветвленная цепь; *б* — эквивалентная схема; *в* — схема для определения $U_{\text{х.х}}$; *г* — схема для определения $R_{\text{к.з}}$.

сопротивление $R_{\text{к.з}}$ эквивалентного генератора равно сопротивлению между выходными зажимами при условии, что нагрузка отключена и все источники э. д. с. замкнуты накоротко (но их внутренние сопротивления оставлены в схеме).

Определив $U_{\text{х.х}}$ и $R_{\text{к.з}}$, можно легко найти ток в нагрузке

$$I = \frac{U_{\text{х.х}}}{R+R_{\text{к.з}}}.$$

Например, если необходимо вычислить ток I_2, протекающий через сопротивление R_2 (рис. 2-5, *а*), то, считая концы *А* и *Б* этого сопротивления за выходные зажимы, определим напряжение холостого хода (рис. 2-5, *в*)

$$U_{\text{х.х}} = E\frac{R_1}{R_0+R_1}$$

и сопротивление короткого замыкания (рис. 2-5, *г*):

$$R_{\text{к.з}} = \frac{R_0R_1}{R_0+R_1},$$

а из полученной эквивалентной схемы (рис. 2-5, *б*) найдем:

$$I_2 = \frac{U_{\text{х.х}}}{R_{\text{к.з}}+R_2} = E\frac{R_1}{(R_0+R_1)\left(\frac{R_0R_1}{R_0+R_1}+R_2\right)} =$$

$$= E\frac{R_1}{R_0R_1+R_0R_2+R_1R_2}.$$

Аналогичным образом может быть определен ток и в любом другом сопротивлении цепи.

2-3. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

Переходными процессами называют явления, возникающие в электрической цепи в результате изменений ее параметров или в результате смены внешних воздействий на нее. Чаще всего таким процессом является переход от одного стационарного режима к другому, например процесс включения (или выключения) нагрузки. При этом напряжения и токи в элементах цепи изменяются во времени от своих начальных до некоторых конечных значений.

Конечные значения токов и напряжений являются стационарными значениями и могут быть вычислены на основании законов Ома и Кирхгофа. Что же касается начальных значений токов и напряжений, то при их определении следует исходить из того, что при любых переключениях в цепи энергия, запасенная магнитным полем катушки индуктивности или электрическим полем конденсатора, не может измениться мгновенно, так как это потребовало бы развития бесконечно больших мощностей, что, конечно, лишено физического смысла.

Энергия магнитного поля катушки определяется током через нее, а энергия электрического поля конденсатора — напряжением на его обкладках. Невозможность скачкообразного изменения энергии, запасенной этими элементами, приводит, таким образом, к следующим двум правилам нахождения начальных значений в ветвях цепи: 1) в любой цепи, содержащей индуктивность, ток в момент переключения сохраняет то значение, которое он имел до переключения, и дальше начинает изменяться именно с этого значения; 2) в любой ветви, содержащей емкость, напряжение (заряд) на емкости сохраняет в момент переключения то значение, которое оно имело до переключения, а дальше начинает изменяться именно с этого значения. Что же касается напряжения на катушке индуктивности и тока, протекающего через конденсатор, то они могут изменяться скачкообразно.

Для уяснения характера переходных процессов рассмотрим несколько примеров.

Короткое замыкание катушки индуктивности (рис. 2-6). Начальное значение тока

$$I_н = \frac{E}{R_0+R},$$

а его конечное значение (стационарный режим) $I_к=0$.

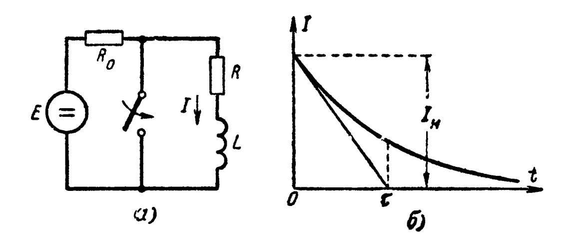


Рис. 2-6. Замыкание катушки индуктивности.
а — схема; *б* — переходный процесс.

Скорость спадания тока (рис. 2-6, *б*) обычно оценивается постоянной времени τ, представляющей собой время, в течение которого ток уменьшается в 2,78 раза (на рис. 2-6, *б* показан графический способ определения постоянной времени). В случае короткого замыкания катушки постоянная времени

$$\tau = \frac{L}{R}.$$

Величина, обратная постоянной времени,

$$\beta = \frac{1}{\tau} = \frac{R}{L}$$

называется коэффициентом затухания цепи. Ток переходного режима затухает тем медленней, чем больше индуктивность L и чем меньше сопротивление R.

Подключение катушки индуктивности к источнику постоянного напряжения (рис. 2-7). После подключения катушки ток возрастает с начального значения $I_н=0$ до конечного значения (стационарный режим)

$$I_к = \frac{E}{R}.$$

Рис. 2-7. Включение катушки индуктивности в цепь источника э. д. с.
а — схема; *б* — переходный процесс.

Постоянная времени

$$\tau = \frac{L}{R}.$$

Разряд конденсатора (рис. 2 8). До начала разряда напряжение на конденсаторе $U_н=E$. С этого значения начинается переходный процесс. В конце процесса конденсатор полностью разряжается через сопротивление R и напряжение на нем $U_к=0$. Постоянная времени в этом случае $\tau=RC$, т. е. конденсатор разряжается тем медленней, чем больше его емкость и чем больше сопротивление в цепи разряда.

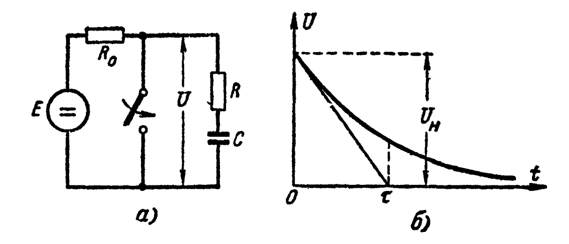


Рис. 2-8. Разряд конденсатора.
а — схема; *б* — переходный процесс.

Заряд конденсатора (рис. 2-9). До начала заряда конденсатора напряжение на нем $U_н=0$. В конце заряда напряжение на конденсаторе $U_к=E$. Постоянная времени $\tau=RC$.

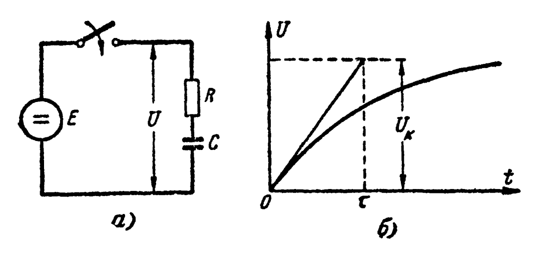


Рис. 2-9. Заряд конденсатора.
а — схема; *б* — переходный процесс.

2-4. ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Синусоидальная э. д. с.

Переменные токи и напряжения в электрической цепи чаще всего возникают под действием э. д. с., меняющейся во времени по синусоидальному закону.

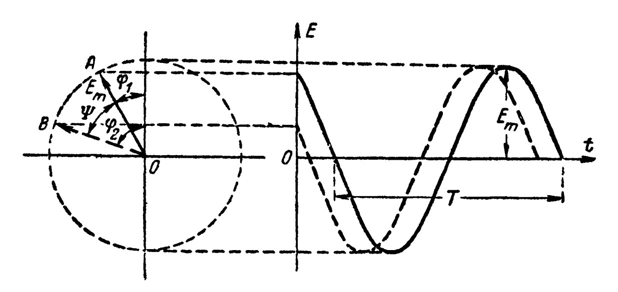


Рис. 2-10. Графическое изображение синусоидальной э. д. с.

Представление об этом законе дает изменение во времени проекции E радиуса $OA=E_m$ на вертикальную ось (рис. 2-10) при равномерном вращении точки A по окружности. Значения E совершают периодические колебания, получившие название гармонических колебаний. Наибольший размах этих колебаний $E_m=OA$ называется амплитудой.

Период колебаний T представляет собой время полного оборота точки A, т. е. наименьшее время, после которого значения E повторяются в прежней последовательности.

Частота колебаний f, равная числу полных оборотов точки A за секунду, является величиной, обратной периоду ($f=1/T$) и измеряется в герцах (один герц равен одному периоду в секунду).

Состояние колебаний в данный момент характеризуется их фазой φ, т. е. значением угла поворота радиуса OA относительно вертикали для данного момента времени. Обычно этот угол измеряется в радианах ($360°=2\pi$ *рад*).

Вследствие равномерности движения точки A по окружности угол φ изменяется пропорционально времени t:

$$\varphi=kt+\varphi_1,$$

где φ_1 — начальная фаза колебания (для $t=0$);
k — коэффициент пропорциональности.

Через T секунд точка A делает полный оборот и поэтому φ принимает значение $\varphi_1+2\pi=kT+\varphi_1$, откуда коэффициент пропорциональности

$$k=\frac{2\pi}{T}=2\pi f.$$

Таким образом, фаза колебаний $\varphi=2\pi ft+\varphi_1$ и значения E в любой момент времени могут быть найдены из выражения

$$E=E_m\cos(2\pi ft+\varphi_1).$$

Если два колебания имеют разные начальные фазы φ_1 и φ_2 (рис. 2-10), то говорят, что они сдвинуты по фазе на угол $\psi=\varphi_2-\varphi_1$. Например, синусоидальная э. д. с. с нулевой начальной фазой $E=E_m\cos 2\pi ft$ вызывает в цепи ток такой же частоты, но этот ток может отставать (или опережать) э. д. с. по фазе на угол ψ:

$$I=I_m\cos(2\pi ft-\psi).$$

Напряжения на элементах цепи изменяются с той же частотой, но могут иметь отличные от э. д. с. и тока углы сдвига по фазе.

Приборы для измерений синусоидальных токов и напряжений градуируются обычно не в амплитудах, а в действующих значениях, которые приблизительно на 30% меньше амплитудных:

$$I_д=\frac{I_m}{\sqrt{2}}\approx 0{,}7\,I_m;$$

$$U_д=\frac{U_m}{\sqrt{2}}\approx 0{,}7\,U_m.$$

Активное сопротивление в цепи переменного тока

Ток, протекающий через сопротивление R, и напряжение на концах этого сопротивления совпадают по фазе. Поэтому расчет цепей переменного тока, состоящих лишь из сопротивлений R, производится по формулам для цепей постоянного тока.

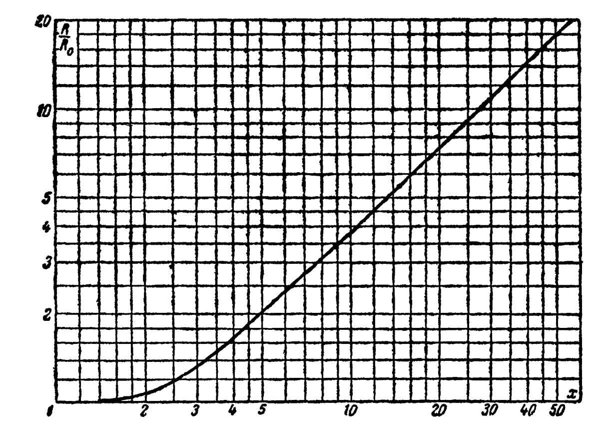


Рис. 2-11. График отношения сопротивления переменному току к сопротивлению постоянному току для проводов круглого сечения.

Сопротивление R поглощает мощность P протекающего через него переменного тока ($P=UI=I^2R$) и поэтому называется активным сопротивлением.

Важным свойством проводника цепи переменного тока является поверхностный эффект, заключающийся в увеличении сопротивления из-за вытеснения тока к поверхности проводника. С увеличением сопротивления увеличиваются и потери мощности на нагревание проводника. Поверхностный эффект проявляется тем сильней, чем больше частота переменного тока.

Чтобы определить сопротивление R переменному току провода круглого сечения, нужно вычислить величину

$$x = 0{,}044\, d \sqrt{\frac{f}{\rho}},$$

где d — диаметр провода, *мм*;
f — частота, *кгц*;
ρ — удельное сопротивление, *ом · мм²/м*

и по ней из графика на рис. 2-11 определить отношение R/R_0, где R_0 — сопротивление провода постоянному току (см. стр. 13).

Для медного провода

$$x = 10{,}5\, d \sqrt{\frac{f}{1\,000}}.$$

Катушка индуктивности в цепи переменного тока

Ток через катушку индуктивности, не имеющую потерь, на 90° отстает по фазе от напряжения, приложенного к катушке. Сопротивление (в омах) катушки индуктивности переменному току

$$X_L = 2\pi f L,$$

где L — индуктивности, *гн*;
f — частота, *гц*.

Катушка не поглощает энергию электрического тока и поэтому говорят, что она обладает реактивным



Рис. 2-12. Условное изображение катушки индуктивности с потерями.

(индуктивным) сопротивлением. Однако, строго говоря, в катушке индуктивности всегда имеются тепловые потери, а это значит, что она, помимо реактивного сопротивления X, обладает еще активным сопротивлением R (рис. 2-12). Сопротивление потерь R в катушке обусловлено потерями в ее проводе и сердечнике. Характеристикой потерь в катушке является коэффициент потерь

$$d_L = \frac{R}{X_L} = \frac{R}{2\pi f L}.$$

Величина, обратная коэффициенту потерь, называемая добротностью катушки,

$$Q_L = \frac{1}{d_L}.$$

Полное сопротивление z катушки (рис. 2-12) вычисляется по формуле

$$z = \sqrt{R^2 + X_L^2} = \sqrt{R^2 + (2\pi f L)^2}.$$

Конденсатор в цепи переменного тока

Ток в конденсаторе, не имеющем потерь, на 90° опережает по фазе напряжение, приложенное к конденсатору. Сопротивление (в омах) конденсатора переменному току

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C},$$

где C — емкость, *ф*;
f — частота, *гц*.

Рис. 2-13. Условное изображение конденсатора с потерями.

Конденсатор не поглощает энергию электрического тока и поэтому говорят, что он обладает реактивным (емкостным) сопротивлением. Наличие потерь в конденсаторе можно учесть сопротивлением R, включенным последовательно с конденсатором (рис. 2-13). Коэффициент потерь в конденсаторе

$$d_C = \frac{R}{X_C} = R 2\pi f C.$$

Величина, обратная коэффициенту потерь, называемая добротностью конденсатора,

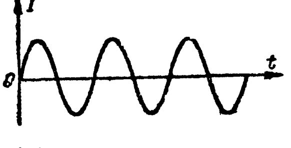
$$Q_C = \frac{1}{d_C}.$$

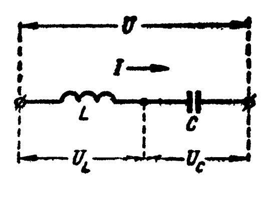
Полное сопротивление z конденсатора (рис. 2-13) вычисляется по формуле

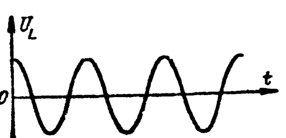
$$z = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{R^2 + \frac{1}{(2\pi f C)^2}}.$$

Закон Ома для цепи переменного тока

При последовательном соединении индуктивного и емкостного сопротивлений (рис. 2-14) через них протекает одинаковый ток I. Напряжение U_L на индуктивно-







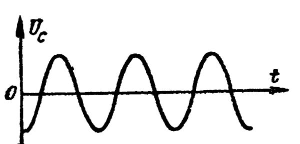


Рис. 2-14. Цепь из последовательно соединенных катушки индуктивности и конденсатора и напряжения на элементах этой цепи.

сти опережает этот ток, а напряжение U_C на емкости отстает от него по фазе на 90°. В результате напряжения U_L и U_C оказываются в противофазе (сдвинуты по фазе на 180°) и поэтому при вычислении полного напряжения их нужно вычитать ($U=U_L-U_C$). В соответствии с этим результирующее реактивное сопротивление X при последовательном соединении индуктивности и емкости может быть определено как разность индуктивного и емкостного сопротивлений

$$X=\frac{U}{I}=\frac{U_L-U_C}{I}=X_L-X_C,$$

т. е. при вычислении суммарных реактивных сопротивлений емкостному сопротивлению следует приписывать отрицательный, а индуктивному — положительный знаки.

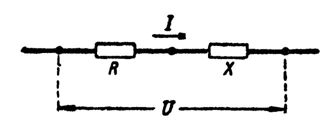


Рис. 2-15. Последовательное соединение активного и реактивного сопротивлений.

Однако если в последовательной цепи помимо реактивных сопротивлений X имеется еще и активное сопротивление R (рис. 2-15), то обычное сложение R и X недопустимо. Напряжения на сопротивлениях R и X сдвинуты по фазе на 90° и поэтому полное сопротивление z вычисляется как гипотенуза прямоугольного треугольника по формуле

$$z=\sqrt{R^2+X^2}.$$

Закон Ома для участка цепи, содержащего R и X (рис. 2-15), имеет следующий вид:

$$I=\frac{U}{z}.$$

Мощность переменного тока

При рассмотрении энергетических соотношений в цепи переменного тока пользуются тремя понятиями мощности: активной, реактивной и полной.

Активная мощность $P_а$ характеризует потери энергии тока (за 1 *сек*) на нагревание активных сопротивлений цепи. Она измеряется в ваттах (*вт*) и может быть вычислена по формуле

$$P_а=UI\cos\varphi=I^2R=\frac{U^2}{R},$$

где U — действующее значение напряжения на участке цепи, *в*;
I — действующее значение тока, *а*;
φ — угол сдвига фаз тока и напряжения;
R — активное сопротивление участка цепи, *ом*.

Реактивная мощность $P_р$ связана с реактивными сопротивлениями, которые периодически накапливают энергию, а затем возвращают ее источнику, но сами энергию не поглощают. Единицу измерения реактивной мощности называют вольт-ампер реактивный (*вар*). Эта мощность может быть вычислена по формуле

$$P_р=UI\sin\varphi=I^2X=\frac{U^2}{X}.$$

Реактивная мощность положительна при отстающем токе ($\varphi>0$) и отрицательна при опережающем токе ($\varphi<0$). Если через катушку с индуктивностью L (в генри) протекает ток действующим значением I (в амперах), то

$$P_р=2\pi fLI^2.$$

Если к конденсатору с емкостью C (в фарадах) приложено напряжение с действующим значением U (в вольтах), то

$$P_р=-2\pi fCU^2.$$

Полная (кажущаяся) мощность P, измеряемая в вольт-амперах (*ва*), определяется произведением действующих значений напряжения и тока в участке цепи

$$P=UI.$$

Активная, реактивная и полная мощности связаны следующими соотношениями:

$$P=\sqrt{P_а^2+P_р^2};$$

$$\frac{P_р}{P_а}=\operatorname{tg}\varphi.$$

ЛИТЕРАТУРА

Попов В. С., Николаев С. А., Электротехника, изд-во «Энергия», 1965.

Мансуров Н. Н., Попов В. С., Теоретическая электротехника, изд-во «Энергия», 1965.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

СИГНАЛЫ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

В технических средствах связи информация передается при помощи сигналов. При передаче и приеме электрические сигналы подвергаются многочисленным преобразованиям (модуляция, детектирование, преобразование частоты и др.). Без знания существа этих преобразований и принципа действия типовых схем, осуществляющих эти преобразования, нельзя сознательно конструировать и использовать радиотехнические устройства.

Понимание процессов, протекающих при преобразованиях сигналов в линейных и нелинейных радиотехнических цепях, чрезвычайно облегчается, если радиолюбитель достаточно хорошо представляет себе основные характеристики радиосигналов и может оперировать как временными, так и спектральными представлениями сигнала. Прием радиосигналов всегда осуществляется в условиях помех. Для достижения необходимого качества приема радиолюбитель должен также знать особенности различных помех, их основные источники и практические способы борьбы с ними.

3-1. РАДИОЛИНИИ СВЯЗИ

Виды радиосвязи

Радиосвязь представляет собой передачу сообщений с помощью радиоволн от одного корреспондента к другому. Каждой радиолинии связи присваивается определенная длина волны и специальные позывные.

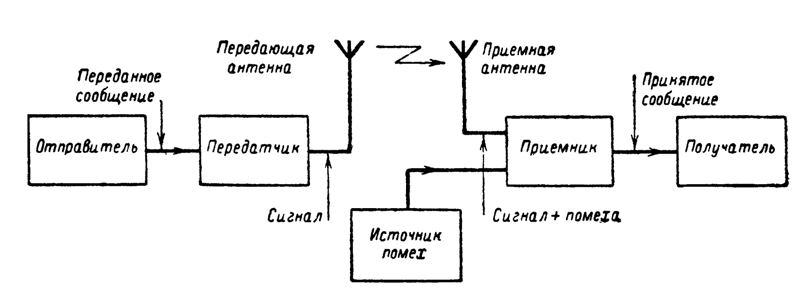


Рис. 3-1. Схема радиолинии связи.

Различия между радиолиниями связи определяются главным образом различиями в форме сообщений, передаваемых по радиолиниям. Текстовые сообщения, например, передаются по радиотелеграфным линиям связи, неподвижные изображения — с помощью фототелеграфа, звуковые сообщения (речь и музыка) — с помощью радиотелефонии и радиовещания, передача движущихся изображений осуществляется по телевидению, команды управления какими-либо механизмами передаются по радиолиниям управления, а результаты измерения каких-либо величин — по линиям радиотелеметрии.

В зависимости от того, передаются ли сообщения лишь в одну сторону или осуществляется двусторонний обмен сообщениями, радиолинии делятся на односторонние и двусторонние. В свою очередь двусторонние радиолинии делятся на симплексные и дуплексные. На симплексных радиолиниях корреспонденты ведут обмен сообщениями попеременно (один передает, а другой только принимает). На дуплексных радиолиниях оба корреспондента ведут передачу и прием сообщений одновременно.

Схема радиолинии связи

Сообщения передаются от отправителя к получателю с помощью с и г н а л о в (рис. 3-1). Преобразование сообщения в электрический сигнал осуществляет передатчик. Передающая антенна преобразует электрические сигналы в радиоволны. Радиосигналы должны однозначно соответствовать передаваемым сообщениям и быть способными преодолеть расстояние от передающей до приемной антенны. Обратное превращение сигнала в сообщение осуществляется приемником. При распространении и преобразовании сигналов к ним примешиваются различные помехи и возникают искажения, в результате чего принятое сообщение может отличаться от переданного. Чем меньше это отличие, тем выше качество связи.

Переносчик сообщений

Радиосигналы распространяются от передающей к приемной антенне в виде радиоволн, представляющих собой переменные электрическое и магнитное поля, взаимосвязанные в общем колебательном процессе. Это электромагнитное поле распространяется в пространстве со скоростью, близкой к скорости света (300 000 *км/сек*).

Эффективное излучение и прием радиоволн антеннами на передающей и приемной сторонах могут быть осуществлены лишь в том случае, если эти волны представляют собой колебательный процесс достаточно высокой частоты (выше 10 *кгц*). Поэтому одной из задач передатчика является создание высокочастотных электрических колебаний, подводимых к передающей антенне и преобразуемых ею в радиоволны.

Электрические колебания

Самым распространенным способом создания электрических колебаний является осуществление периодического обмена энергией между конденсатором и катушкой индуктивности (рис. 3-2).

Пусть конденсатор C был заряжен до напряжения E (переключатель $П$ в положении I), а затем присоединен к цепи из активного сопротивления R и катушки

индуктивности L (переключатель $П$ в положении 2). Если бы в цепи разряда конденсатора не было индуктивности L, то ток разряда I протекал в одном направлении и продолжался до тех пор, пока потенциалы обкладок конденсатора не выравнялись. Но при наличии в цепи индуктивности L процесс разряда будет протекать иначе. В момент, когда потенциалы обкладок конденсатора выравняются и ток разряда начнет уменьшаться, э. д. с. самоиндукции поддержит спадающий ток и произойдет перезарядка обкладок конденсатора. После этого снова возникает ток разряда, но уже в обратном направлении и т. д. В результате перезарядка обкладок конденсатора будет происходить периодически и в цепи возникнут

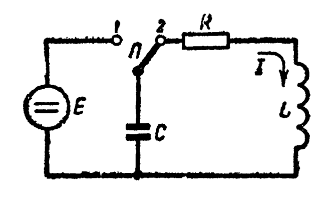


Рис. 3-2. Схема для создания электрических колебаний.

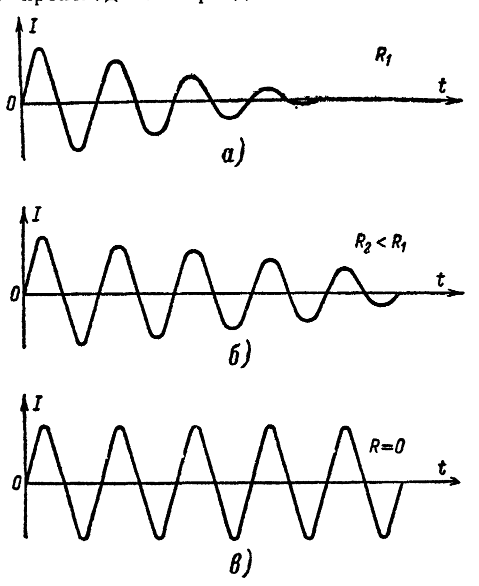


Рис. 3-3. Затухание электрических колебаний тока в контуре.

электрические колебания, при которых энергия электрического поля конденсатора будет периодически переходить в энергию магнитного поля катушки, и обратно.

Поскольку ток I проходит через активное сопротивление R, часть энергии колебаний затрачивается на выделение тепла в этом сопротивлении. Поэтому амплитуда колебаний тока (или напряжения на элементах схемы) уменьшается от одного колебания к другому (рис. 3-3, *а*). Такие колебания с уменьшающейся амплитудой принято называть з а т у х а ю щ и м и к о л е б а н и я м и. Затухание колебаний тем меньше, чем меньше активное сопротивление R (рис. 3-3, *б*). Если потери в цепи отсутствуют ($R=0$) или периодически восполняются, то электрические колебания становятся н е з а т у х а ю щ и м и (рис. 3-3, *в*).

Итак, в цепи, состоящей из конденсатора C и катушки индуктивности L, могут быть возбуждены и длительно поддерживаться с о б с т в е н н ы е электрические колебания. Такая цепь называется к о л е б а т е л ь н ы м к о н т у р о м (рис. 3-4).

Частота (в герцах) собственных колебаний в контуре

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}},$$

где L — индуктивность катушки, *гн*;
C — емкость конденсатора, *ф*.

Конечно, полное устранение активного сопротивления в цепи колебательного контура физически не осуществимо. Поэтому для поддержания в контуре незатухающих колебаний приходится периодически добавлять в контур энергию для восполнения той части энергии, которая поглощается активным сопротивлением.

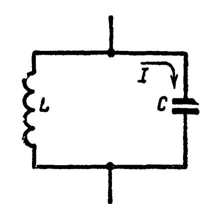


Рис. 3-4. Колебательный контур.

При незатухающих колебаниях ток I в контуре и напряжение U на его элементах изменяются синусоидально (рис. 3-3, *в*):

$$U = U_m \cos 2\pi f_0 t;$$

$$I = I_m \cos (2\pi f_0 t - \varphi).$$

Модуляция и демодуляция

Сами по себе незатухающие электрические колебания не содержат каких-либо сообщений. Чтобы заставить их переносить сообщения, т. е. превратить их в сигналы радиосвязи, необходимо осуществить м о д у л я ц и ю высокочастотных электрических колебаний, играющих роль переносчика сообщений. Модуля-

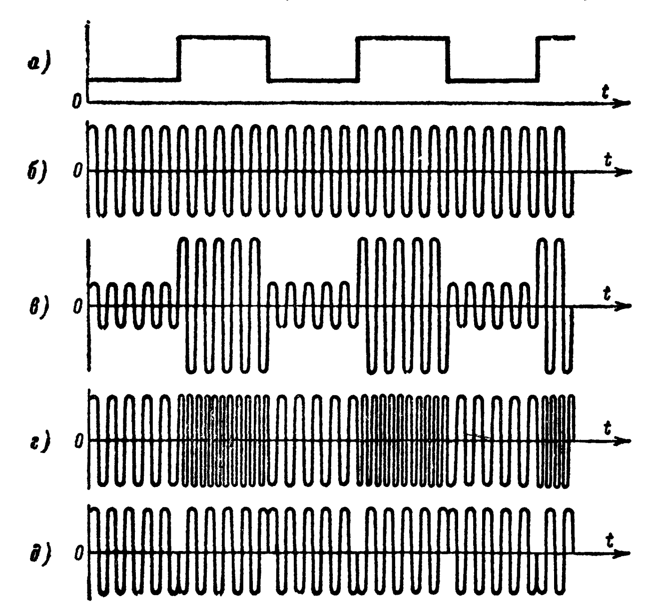


Рис. 3-5. Первичный сигнал (*а*), переносчик (*б*) и модулированные колебания по амплитуде (*в*), частоте (*г*) и фазе (*д*).

ция производится в передатчике и заключается в воздействии на тот или иной параметр колебания (на амплитуду, частоту или фазу), осуществляемом в соответствии с передаваемым сообщением. В результате модуляции сообщение оказывается отраженным (запечатленным) в изменениях того или иного параметра переносчика. Такое колебание называется модулированным. Например, на рис. 3-5 представлены модулированные колебания при передаче сообщения, имеющего форму прямоугольных импульсов для случаев амплитудной модуляции (АМ), частотной модуляции (ЧМ) и фазовой модуляции (ФМ).

При приеме радиоволн в приемной антенне возникают такие же модулированные колебания, как и в передающей антенне. Они имеют лишь значительно меньшую мощность и могут быть несколько искажены помехами. Задачей приемника является обратное преобразование модулированных колебаний в сообщение. Это преобразование, называемое демодуляцией, осуществляется в приемнике детектором.

3-2. СИГНАЛЫ РАДИОСВЯЗИ

Временное представление сигнала

Сообщения, передаваемые по радиолинии связи, имеют самую различную физическую природу (текст, звук, свет, цвет и т. д). Для унификации принципов построения радиолиний связи любые из этих сообщений преобразуются, прежде всего, в электрическую величину (напряжение или ток), зависящую от времени.

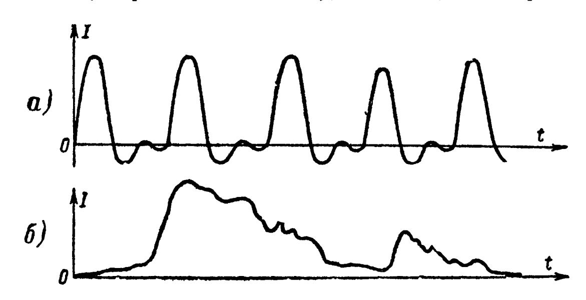


Рис. 3-6. Ток в цепи микрофона.
а — для звонкого звука; б — для глухой согласной.

Например, звук голоса оратора (сообщение) приводит в движение мембрану микрофона, движение мембраны изменяет электрические или магнитные параметры цепи микрофона и в результате ток в цепи микрофона изменяется во времени по такому же закону, как и звуковое давление. Полученный таким образом первичный сигнал радиосвязи удобно представлять графически (рис. 3-6) в виде функций времени $U(t)$ или $I(t)$, описывающих протекание электрического процесса. Это представление называется временным представлением сигнала.

Спектральное представление сигнала

Всякая изменяющаяся во времени величина (э. д. с., ток, напряженность поля и др.) может быть представлена в виде суммы гармонических (т. е. синусоидальных) колебаний с различными частотами, амплитудами и фазами. Например, напряжение $U(t)$ в виде прямоугольных импульсов, повторяющихся с периодом T (рис. 3-7, *а*), может быть с некоторым приближением (рис. 3-7, *в*) представлено суммой $U'(t)$ постоянной составляющей U_0, синусоиды U_1 с периодом T и синусоиды U_3 с периодом $T/3$ (рис. 3-7,*б*) Степень приближения $U'(t)$ к $U(t)$ можно увеличить, если в сумму

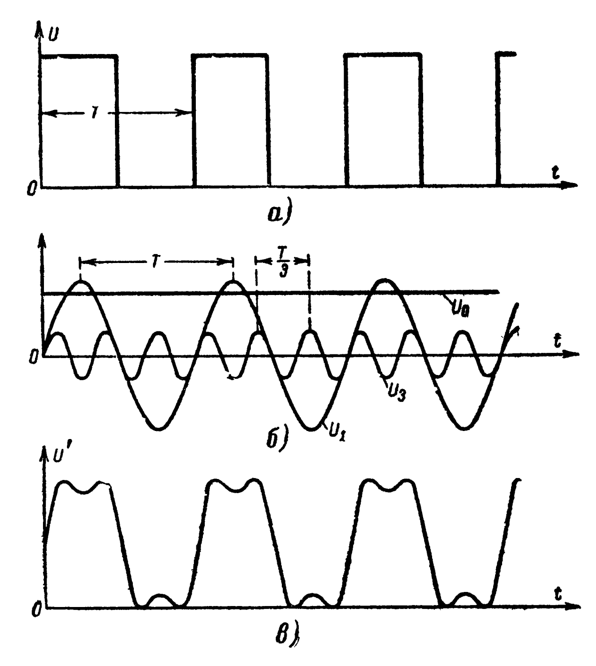


Рис. 3-7. Периодический сигнал (*а*) и его приближенное представление (*в*) суммой синусоид (*б*).

синусоид включить синусоиду U_5 с периодом $T/5$, синусоиду U_7 с периодом $T/7$ и т. д. Амплитуды и фазы этих синусоид должны быть специальным образом подобраны.

Разложение сигнала на гармонические составляющие называется спектральным разложением. Совокупность всех гармонических (спектральных) составляющих сигнала получила название спектра сигнала. Например, спектр сигнала $U'(t)$, изображенного на рис. 3-7, *в*, состоит из постоянной составляющей U_0 и двух синусоид (U_1 и U_3).

Спектры сигналов могут быть линейчатые и сплошные. Состав спектра определяется законом изменения сигнала во времени. Линейчатый спектр характерен для периодических сигналов. Он состоит из отдельных синусоид с кратными частотами (таким спектром обладает, например, сигнал, изображенный на рис. 3-7, *в*). Синусоиды, составляющие линейчатый спектр, называются гармониками. Частоты гармоник кратны основной частоте $f_1=1/T$, с которой сигнал повторяется во времени.

Таким образом, если сигнал $U(t)$ является периодическим, то он состоит из постоянной составляющей U_0, первой гармоники $U_{m1}\cos(2\pi f_1+\varphi_1)$, второй гармоники $U_{m2}(2\pi 2f_1+\varphi_2)$ и других высших гармоник с частотами $3f_1$, $4f_1$ и т. д. Сумма всех этих спектральных составляющих равна сигналу и полностью описывает изменение сигнала во времени. Передача по радиоли-

нии связи самого сигнала или всех его гармоник приводит к одинаковым результатам.

Если изменения сигнала во времени не имеют периодического характера, то спектр сигнала является сплошным. При графическом изображении спектра вдоль горизонтальной оси откладывают частоту f, а вдоль вертикальной оси — величину амплитуды гармоник U_{mk} (в случае периодического сигнала) или так

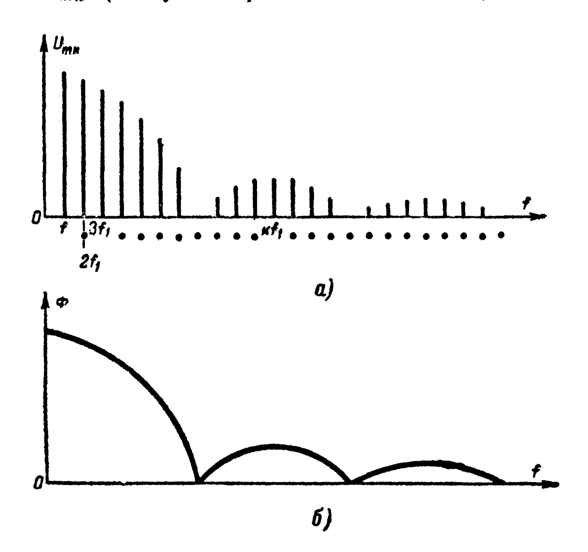


Рис. 3-8. Графическое изображение линейчатого (*а*) и сплошного (*б*) спектров.

называемую спектральную плотность Ф (в случае непериодического сигнала). Спектральная плотность равна амплитуде колебания или его мощности, отнесенных к единичному участку частоты (например, к 1 *гц*) в той или иной области спектра. Примеры графического изображения линейчатого и сплошного спектров представлены на рис. 3-8.

Спектры сигналов связи простираются вплоть до области бесконечно высоких частот. Однако, по мере роста частоты амплитуды гармонических составляющих, спектральные плотности уменьшаются и, начиная с некоторой частоты, они вносят настолько малый вклад в общую сумму, что с ними можно не считаться. Следовательно, сигналы радиосвязи можно считать сигналами с ограниченным спектром. Интервал частот F, в котором размещается ограниченный спектр сигнала, называется шириной спектра.

При практической оценке ширины спектра сигнала допускается отбрасывать высшие гармонические составляющие, суммарная энергия которых не превышает 5—10% энергии сигнала. При этом оказывается, что ширина спектра одиночного импульса практически любой формы определяется соотношением

$$F = \frac{1 \div 2}{\tau},$$

т. е. произведение длительности импульса τ на ширину его спектра F является постоянной величиной порядка единицы.

Сокращая длительность импульса, мы во столько же раз увеличиваем ширину его спектра. В пределе импульс бесконечно малой длительности имеет бесконечно широкий равномерный спектр.

Ширина спектров первичных сигналов

При телеграфии передача букв, цифр и знаков препинания осуществляется с помощью кодов, образуемых комбинированием импульсов и пауз между ними. Например, при передаче сообщения кодом Морзе первичный электрический сигнал представляет собой последовательность коротких (точки) и длинных (тире) прямоугольных импульсов, разделенных паузами, равными длительности коротких или длинных (между буквами) импульсов. Такая последовательность импульсов имеет наиболее широкий спектр при передаче одних точек, разделенных короткими паузами. Рисунок 3-7 показывает, что в таком спектре достаточно сохранить лишь первые три гармоники, чтобы отличить точку от паузы.

Таким образом, ширина спектра телеграфного сигнала равна утроенной частоте f_1 следования точек, разделенных короткими паузами, т. е. $F=3f_1$. Например, при передаче 100 слов в минуту при среднем числе букв в слове, равном 6, и при среднем числе точек на букву, равном 10, получим $(3 \cdot 100 \cdot 6 \cdot 10)/60=300$ *гц*.

При передаче речи спектр первичного сигнала зависит от того, какие звуки преобладают в речи, — взрывные, шипящие или плавные. Примерный ход усредненного спектра речевого сигнала представлен на рис. 3-9. Основная энергия спектра сосредоточена в полосе 300—4 000 *гц*. Поэтому в радиотелефонии ограничиваются передачей спектральных составляющих речевого сигнала в полосе 300—3 400 *гц*, что обеспечивает понимание смысла речи и различение корреспондентов.

При радиовещании такой полосой ограничиться нельзя, так как в этом случае помимо речи осуществляется еще передача пения и музыки. Для очень хорошей передачи музыки требуется полоса частот 30—15 000 *гц*. Но передача по радиолинии связи такого широкого спектра связана с большими техническими трудностями. Поэтому ограничиваются передачей более узких спектров, исходя из следующей примерной оценки качества звучания: 15 000 *гц* (верхняя граница спектра) — идеальное, 10 000 *гц* — высокое, 8 000 *гц* — хорошее и 5 000 *гц* — удовлетворительное качество звучания. В большинстве радиовещательных

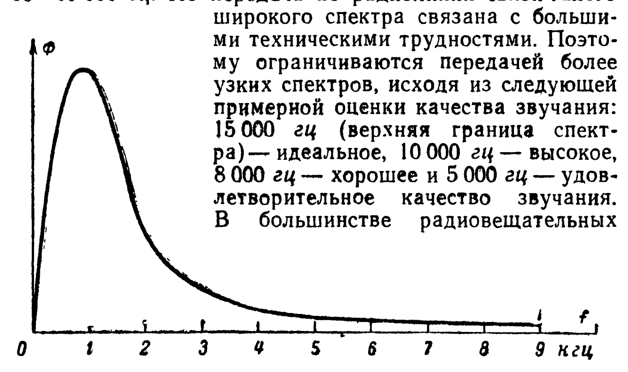


Рис. 3-9. Усредненный спектр речевого сигнала.

станций ограничиваются удовлетворительным звучанием, т. е. не передают составляющих спектра, превышающих 5 000 *гц*.

В телевидении для четкого воспроизведения движущегося изображения число строк развертки должно быть достаточно велико. По стандарту, принятому в СССР, число строк равно 625. Такая же четкость должна быть вдоль горизонтального размера кадра, в $^4/_3$ раза превышающего вертикальный размер. Таким образом, кадр состоит из $(625 \cdot 4 \cdot 625)/3 \approx 500\,000$ элементов разложения. На передающей стороне определяется освещенность одного элемента за другим и

сведения об освещенности передаются на приемную сторону. Наиболее широкий спектр получается в том случае, если черные элементы чередуются с белыми (как на шахматной доске). При этом на протяжении кадра получается 250 000 периодов, а в секунду передаются 25 кадров. Следовательно, первая гармоника такого сигнала $f_1=250\,000\times 25$ *гц*≈ 6 *Мгц*. Эту частоту принимают за верхнюю частоту спектра телевизионного сигнала. Нижней частотой спектра является частота 50 *гц*, с которой следуют импульсы синхронизации.

Спектры модулированных колебаний

Спектры первичных сигналов радиосвязи расположены в области низких частот. Поэтому первичные сигналы радиосвязи часто называют низкочастотными сигналами. Перед излучением спектр этих сигналов сдвигают в ту область высоких частот, в которой можно наиболее эффективно осуществить излучение, распространение и прием сигналов радиосвязи. Конечно, подобный перенос спектра не должен изменять амплитудных и фазовых соотношений между гармоническими составляющими внутри спектра, так как иначе сообщения, запечатленные сигналом, могут оказаться искаженными.

Указанный сдвиг спектра сигнала в область высоких частот составляет основное содержание процесса модуляции. Пусть, например, низкочастотный сигнал (рис. 3-10, *а*) состоит из постоянной составляющей напряжения U_0 и синусоидального напряжения звуковой частоты f_1 (чистый тон) $U=U_0+\Delta U\cos 2\pi f_1 t$. При амплитудной модуляции высокочастотного переносчика (рис. 3-10, *б*) $u=U_m\cos 2\pi f_0 t$ амплитуда высокочастотного колебания должна изменяться пропорционально значениям низкочастотного сигнала. Таким образом, модулированное колебание (рис. 3-10, *в*)

$$u_{AM}=(U_0+\Delta U\cos 2\pi f_1 t)\cos 2\pi f_0 t =$$
$$=U_0(1+m\cos 2\pi f_1 t)\cos 2\pi f_0 t$$

или

$$u_{AM}=U_0\cos 2\pi f_0 t+\frac{mU_0}{2}\cos[2\pi(f_0+f_1)t]+$$
$$+\frac{mU_0}{2}\cos[2\pi(f_0-f_1)t].$$

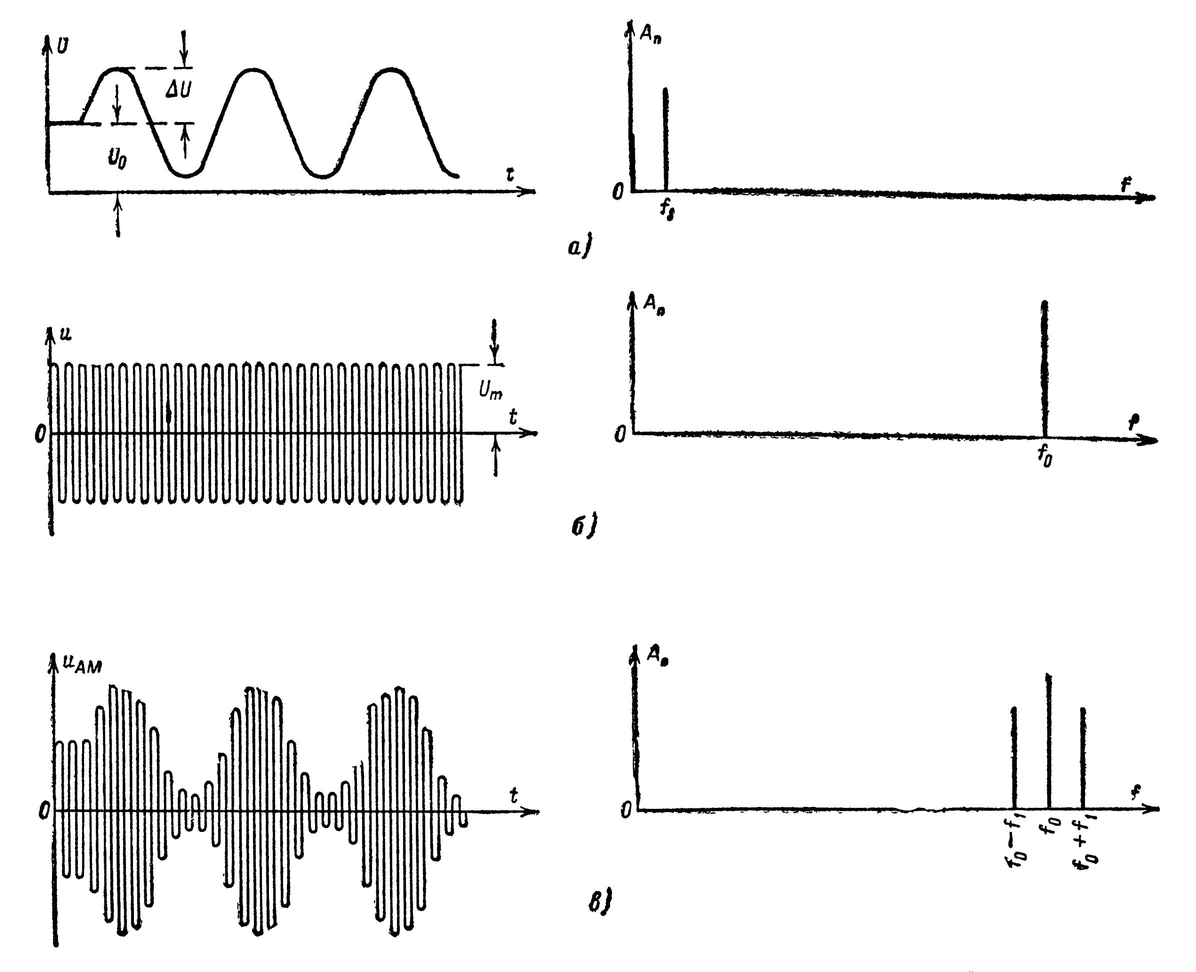


Рис. 3-10. Временнóе (слева) и спектральное (справа) представления амплитудной модуляции.

а — низкочастотный сигнал; *б* — переносчик, *в* — модулированное колебание.

Отношение $m=\Delta U/U_0$, характеризующее относительную величину изменения амплитуды переносчика (глубину модуляции), называют **коэффициентом модуляции**.

Таким образом, в результате амплитудной модуляции низкочастотный сигнал преобразуется в три **высокочастотных** колебания: на **несущей** частоте f_0 (частота переносчика) и на двух **боковых** частотах f_0+f_1 и f_0-f_1.

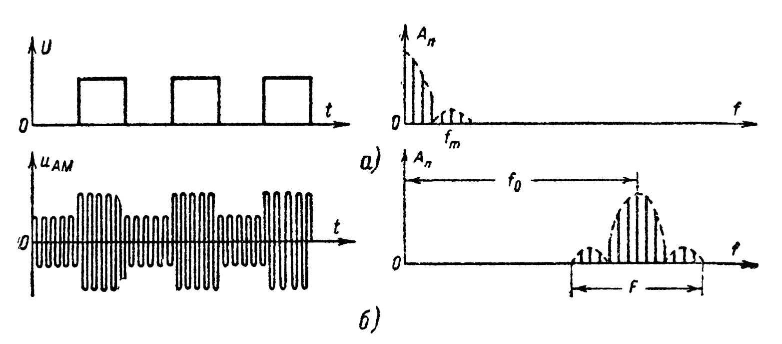


Рис. 3-11. Амплитудная модуляция высокочастотного колебания периодическим сигналом.

В том случае, если по радиолинии связи передается не чистый тон, а более сложный сигнал, спектр которого состоит из многих гармонических составляющих (рис. 3-11, *а*), боковые частоты спектра амплитудно-модулированного колебания превращаются в **боковые полосы** (рис. 3-11, *б*). При этом **верхняя боковая полоса** повторяет спектр низкочастотного сигнала, а **нижняя боковая полоса** симметрична верхней (относительно несущей частоты).

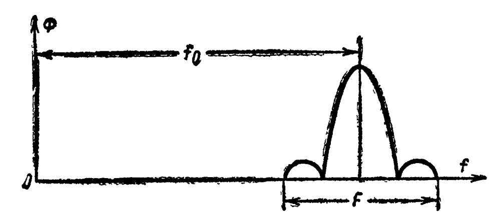


Рис. 3-12. Сплошной спектр амплитудного модулированного колебания.

Если низкочастотный сигнал периодический, то спектр амплитудно-модулированного колебания линейчатый (рис. 3-11, *б*), если же периодичность в низкочастотном сигнале отсутствует, то спектр модулированного колебания сплошной (рис. 3-12). В обоих случаях ширина спектра амплитудно-модулированного колебания определяется лишь спектром низкочастотного (модулированного) сигнала и равна удвоенной максимальной частоте этого спектра: $F=2f_m$.

При **частотной модуляции** высокочастотного переносчика $u=U_m \cos 2\pi f_0 t$ в соответствии с низкочастотным сигналом $U=U_0+\Delta U \cos 2\pi f_1 t$ меняется не амплитуда, а частота переносчика:

$$f=f_0+\Delta f \cos 2\pi f_1 t=f_0(1+\beta \cos 2\pi f_1 t).$$

Отношение $\beta=\Delta f/f_0$ называется **индексом частотной модуляции**.

При $\beta<1$ в результате частотной модуляции создаются колебания несущей частоты f_0 и двух боковых частот f_0+f_1 и f_0-f_1 (как и при амплитудной модуляции). Но при больших β в спектре частотно-модулированного колебания, кроме того, появляются составляющие и других частот, таких как $f_0\pm 2f_1$, $f_0\pm 3f_1$ и т. д. В результате этого частотно-модулированный сигнал может иметь значительно более широкий спектр, чем спектр амплитудно-модулированного колебания. Он определяется **частотным отклонением** Δf, т. е. интенсивностью модулирующего сигнала, а не его спектром ($F=2\Delta f$).

Связь при широкополосной частотной модуляции ($\beta \gg 1$) значительно более устойчива по отношению к помехам, чем при амплитудной модуляции.

3-3. ПОМЕХИ РАДИОСВЯЗИ

Формы напряжения помех. **Помехами** радиосвязи называются посторонние электрические процессы, накладывающиеся на передаваемый сигнал и затрудняющие его прием. Помехи радиосвязи весьма разнообразны как по своему происхождению, так и по физическим свойствам. Напряжение помех может иметь различные формы: оно бывает **синусоидальным** (помехи от соседних радиостанций, медицинских высокочастотных аппаратов, установок высокочастотной закалки, сушки и т. п., рис. 3-13, *а*), **импульсным** (например, помехи от систем зажигания двигателей внутреннего сгорания, рис. 3-13, *б*) или совершенно **хаотическим** (тепловой шум, рис. 3-13, *в*).

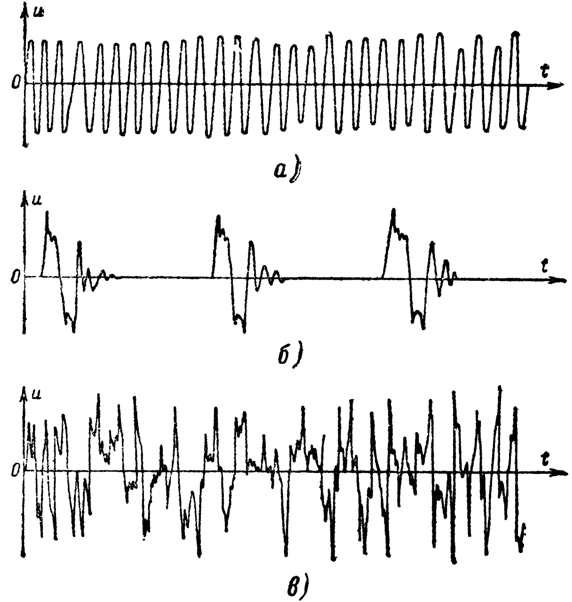


Рис. 3-13. Напряжение синусоидальных (*а*), импульсных (*б*) и хаотических (*в*) помех.

Помехи соседних радиостанций. Эти помехи вызываются проникновением посторонних радиосигналов из-за взаимного перекрытия спектров соседних по не-

сущей частоте радиостанций (рис. 3-14, *а*) или из-за попадания в полосу частот одной радиостанции гармоник несущей частоты другой радиостанции (рис. 3-14, *б*). Они проявляют себя в наложении на программу радиостанции программы, передаваемой соседней радиостанцией, или в свисте, обусловленном биениями между несущими частотами соседних радиостанций (возникновение в приемнике колебаний на частоте, равной разности несущих частот соседних радиостанций).

Борьба с подобными помехами может осуществляться следующими способами: 1) увеличением интервала между несущими частотами соседних радиостанций; 2) фильтрацией (устранением) в передающем

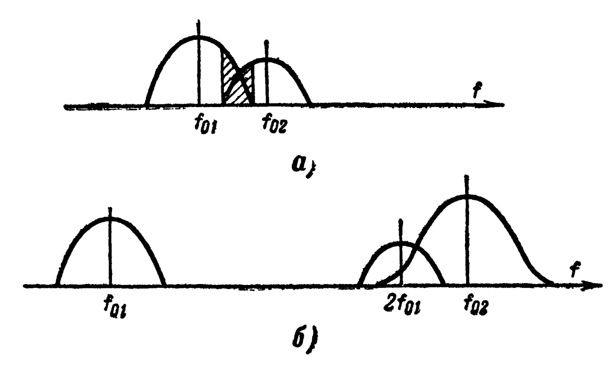


Рис. 3-14. Взаимные помехи радиостанций.

устройстве спектральных составляющих сигнала, выходящих за пределы полосы частот, отведенной для передачи; 3) фильтрацией в передающем устройстве гармоник несущей частоты; 4) установлением и строгим выдерживанием расписания работы радиостанции; 5) применением направленных приемных антенн, максимум диаграмм которых ориентирован в сторону корреспондента, а минимум — в сторону мешающей радиостанции.

Промышленные помехи. К промышленным помехам относят излучения, вызванные затухающими колебаниями, которые возникают при искрообразовании в различных промышленных установках, в системе зажигания автомобильных двигателей, электросварочных аппаратах и т. п. Эти помехи проявляют себя в беспорядочном треске и щелчках в телефонах или громкоговорителях, в частых и беспорядочных разрывах изображения на экранах телевизионных трубок. Особенно сильное действие оказывают эти помехи на радиооборудование подвижных объектов (автомобили, самолеты, суда и т. п.), где радиоприемная аппаратура не может быть удалена от источников помех.

Бороться с такими помехами можно путем предотвращения или уменьшения искрообразования, использования фильтров для создания короткого замыкания токам высокой частоты, возникающим в тех или иных электрических устройствах (чтобы предотвратить излучение этих колебаний), и экранирования радиоаппаратуры, т. е. защиты ее от проникновения электромагнитного поля помехи при помощи экранов (стенок, коробок и т. п.) из хорошо проводящего металла (меди, алюминия).

Атмосферные помехи. Причиной атмосферных помех является излучение, вызванное грозовыми разрядами и другими электрическими атмосферными явлениями. Они проявляют себя наиболее сильно в диапазоне длинных и средних волн в форме сильных и нерегулярных тресков в телефонах. От атмосферных помех можно избавиться переходом в диапазон ультракоротких волн, свободный от этого вида помех. Кроме того, атмосферные помехи могут быть ослаблены путем применения направленного приема, так как наиболее сильные и устойчивые атмосферные помехи приходят из одних и тех же районов интенсивной грозовой деятельности, расположенных в экваториальной Африке, экваториальной Америке и Индии.

Космические помехи. К этим помехам относятся радиоизлучения Галактики и Солнца. Они проявляются в виде постоянного шипения в телефонах или громкоговорителях, наблюдаемого в тех случаях, когда остронаправленная приемная антенна ориентирована на Солнце или в центр Галактики. Космические помехи заметны лишь в диапазоне метровых и дециметровых радиоволн.

Флюктуационные помехи. Эти помехи представляют собой случайные изменения токов и напряжений в элементах радиоаппаратуры, обусловленные дискретной природой электрических зарядов. Например, флюктуации постоянного тока объясняются некоторыми различиями в числе электронов, пересекающих поперечное сечение проводника в одинаковые промежутки времени, по сравнению со средним значением этого числа, определяющим величину постоянного тока. Флюктуации тока питания анодной цепи первой лампы приемника вызывают флюктуации напряжения на нагрузке первого каскада. Сами по себе эти флюктуации ничтожны по сравнению со средним значением напряжения или тока. Но ничтожные флюктуации напряжения, соизмеримые с малым напряжением сигнала на входе приемника, многократно усиливаются в последующих каскадах и создают весьма ощутимую помеху на выходе приемника. Такая помеха носит название дробового эффекта.

Еще более значительными оказываются флюктуации выходного напряжения приемника, вызванные хаотическим тепловым движением свободных электронов в сопротивлениях на входе приемника и в антенне. Этот вид флюктуационной помехи называется тепловым шумом.

При приеме флюктуационные помехи проявляют себя в форме шипения в телефонах. Они представляют собой последовательность чрезвычайно коротких положительных и отрицательных импульсов, имеющих случайную высоту и следующих друг за другом через случайные промежутки времени (рис. 3-13, *в*). Столь короткие импульсы имеют чрезвычайно широкий спектр. Ширина спектра флюктуационных помех превосходит ширину всего диапазона радиоволн. При этом спектр флюктуационной помехи практически равномерен, т. е. от этой помехи нельзя спастись переходом в другой диапазон волн, так как она всюду одинаково интенсивна.

Равномерность спектра приводит к тому, что мощность флюктуационной помехи, действующей на входе приемника, тем больше, чем шире полоса частот, в которой ведется прием. Поэтому первый и самый очевидный способ уменьшения влияния флюктуационных помех заключается в создании такого приемника, полоса частот которого была бы не шире, чем это необходимо для приема боковых частот сигнала радиосвязи. Эффективным является также переход от амплитудной модуляции к более помехоустойчивым видам модуляции, например к частотной модуляции. Кроме того, существует еще ряд специальных видов помехоустойчи-

вого приема, в которых выделение сигнала на фоне флюктуационной помехи осуществляется путем использования свойств сигнала, отличающих его от помехи.

3-4. РАДИОСИГНАЛ В ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЯХ

Назначение линейных радиотехнических цепей

В состав радиолинии связи входят как линейные, так и нелинейные цепи. Линейными называются цепи, подчиняющиеся закону Ома. В них ток прямо пропорционален напряжению. Сопротивление линейной цепи постоянно и не зависит от приложенного к цепи напряжения (но очень часто зависит от частоты приложенного напряжения).

Линейные цепи составляются из таких линейных элементов, как резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, трансформаторы и т. п. Назначением такой цепи является передача сигнала с входа цепи на ее выход. Иногда при этой передаче стремятся сохранить форму сигнала (фидерные линии, усилители, ослабители). В других случаях сигнал не только передается по линейной цепи, но и преобразуется по форме, а следовательно, и по спектру (фильтры). Спектр сигнала на выходе линейной цепи может значительно отличаться от спектра сигнала на ее входе, но никогда не может пополниться новыми спектральными составляющими, не содержавшимися в спектре сигнала на входе линейной цепи.

Частотная характеристика линейной цепи

Результат прохождения синусоидального сигнала через линейную цепь обычно оценивают тем или иным показателем (коэффициент усиления, затухания и др.). График зависимости этого показателя от частоты синусоидального сигнала, действующего в цепи, называют частотной характеристикой цепи. Для цепей, сохраняющих форму сигнала, частотная характеристика должна быть близка к горизонтальной прямой. Полоса частот, в которой удается удовлетворить заданным требованиям к основным показателям цепи, называется полосой пропускания цепи.

Вынужденные колебания в последовательном и параллельном контурах

Колебания, вызванные в контуре источником переменной э. д. с. E, называются вынужденными колебаниями. Источник (генератор) э. д. с. может

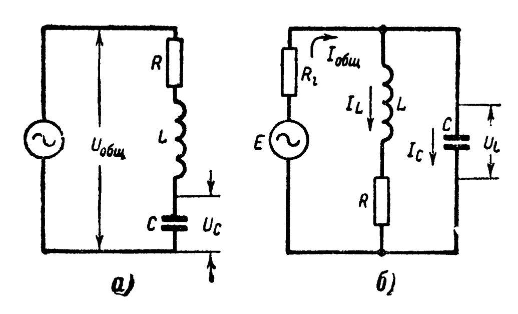


Рис. 3-15. Последовательный (*а*) и параллельный (*б*) колебательные контуры.

быть соединен последовательно с элементами контура (рис. 3-15, *а*) или подключен параллельно им (рис. 3-15, *б*). Первый случай получил название последовательного, а второй — параллельного контура. Последовательный контур целесообразно использовать при малом внутреннем сопротивлении R_i генератора (на рис. 3-15, *а* сопротивление R_i учтено сопротивлением R), а параллельный контур — при большом R_i.

В линиях радиосвязи широко применяется явление резонанса в колебательном контуре. Это явление наступает на так называемой резонансной частоте $f_{рез}$, при которой индуктивное и емкостное сопротивления контура становятся одинаковыми по величине, но противоположными по знаку:

$$2\pi f_{рез} L - \frac{1}{2\pi f_{рез} C} = 0.$$

Отсюда резонансная частота (в герцах):

$$f_{рез} = f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}},$$

где L — индуктивность контура, *гн*;
C — емкость контура, *ф*.

Таким образом, резонансная частота контура равна частоте собственных колебаний (см. 3-1).

Для вычисления резонансной частоты в килогерцах пользуются формулой

$$f_0 = \frac{5\,030}{\sqrt{LC}},$$

где L — индуктивность, *мгн*;
C — емкость, *пф*.

Резонансная частота в мегагерцах

$$f_0 = \frac{159,2}{\sqrt{LC}},$$

где L — индуктивность, *мкгн*;
C — емкость, *пф*.

Индуктивное (или емкостное) сопротивление (в омах) контура при резонансе называется характеристическим сопротивлением контура

$$\rho = 2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

где L — индуктивность контура, *гн*;
C — емкость контура, *ф*;
f_0 — резонансная частота, *гц*.

Отношение характеристического сопротивления ρ к активному сопротивлению R носит название добротности контура $Q=\rho/R$. Обратная величина добротности $d=R/\rho$ называется затуханием контура.

Добротность и затухание характеризуют резонансные свойства контура. При резонансе в последовательном контуре напряжение на любом реактивном сопротивлении в Q раз превышает общее напряжение, приложенное к контуру (э. д. с. источника): $U_C=U_L=QU_{общ}$. При резонансе в параллельном контуре ток в любом реактивном сопротивлении в Q раз превышает ток в подводящей цепи (рис. 3-15): $I_C=I_L=QI_{общ}$.

Поэтому в колебательных контурах стремятся увеличить Q (уменьшить d), добиваясь сокращения потерь в проводниках и диэлектриках деталей контура.

Взаимная компенсация реактивных сопротивлений контура при резонансе приводит к тому, что резонансное сопротивление $Z_{рез}$ является активным сопротивлением и у последовательного контура оказывается наименьшим по сравнению с полным сопротивлением контура на других частотах ($Z_{рез.посл}=Z_{мин}=R$), а у параллельного контура (между точками подключения генератора) — наибольшим по сравнению с сопротивлением на всех других частотах ($Z_{рез.пар}=Z_{макс}=\rho^2/R$).

Чем меньше затухание контура, тем меньше резонансное сопротивление последовательного контура и

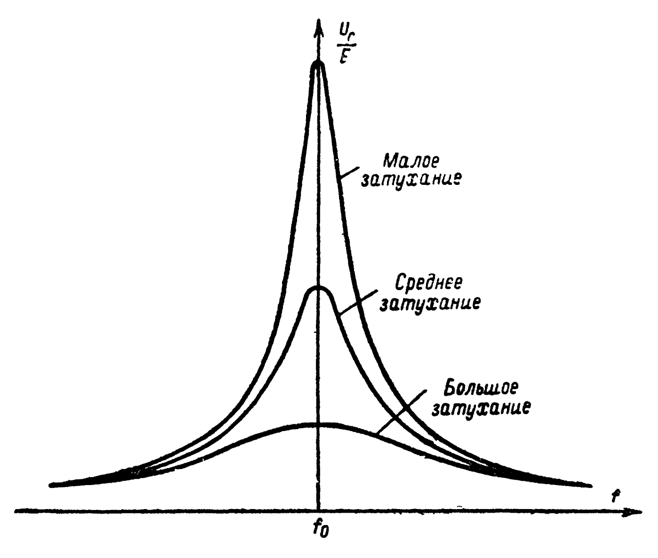


Рис. 3-16. Резонансные кривые колебательного контура.

тем больше резонансное сопротивление параллельного контура. Параллельные контуры с малым затуханием используются для получения больших нагрузочных сопротивлений в анодных цепях ламповых генераторов и усилителей высокой частоты.

Если изменять частоту f генератора при неизменной частоте f_0 собственных колебаний контура или, наоборот, изменять частоту f_0 при неизменной частоте f, то по мере приближения к резонансу ток в цепи последовательного контура растет, а ток в подводящей цепи параллельного контура уменьшается. В соответствии с таким изменением токов напряжения, снимаемые с реактивных сопротивлений контуров (например, U_C), при подходе к резонансу увеличиваются и при резонансе становятся максимальными. Частотной характеристикой (резонансной кривой) контура называют зависимость отношения U_C/E от изменяемой частоты f (или f_0). Она изображена на рис. 3-16.

В качестве резонансных кривых используются также зависимости $Z/Z_{рез}$ и $I/I_{рез}$ от частоты f колебаний в контуре, от расстройки контура $f-f_0$ или от относительной расстройки контура $(f-f_0)/f_0$.

При уменьшении затухания контура резонансная кривая становится более острой (ее скаты становятся более крутыми). Острая резонансная кривая контура обеспечивает селекцию принимаемого сигнала, т. е. выделение полезного сигнала из множества других сигналов. Действительно, при настройке контура в резонанс с несущей частотой полезного сигнала напряжение этого сигнала, снимаемое с реактивного элемента контура, максимально, а напряжения сигналов других частот оказываются значительно ослабленными, так как эти сигналы попадают на скаты резонансной кривой. Но ослабляя сигналы соседних по несущей частоте радиостанций, контур должен пропускать без заметного ослабления все составляющие спектра (боковые частоты) полезного сигнала. Для этого контур должен обладать достаточно широкой полосой пропускания $2\Delta f$ (рис. 3-17).

Полосой пропускания контура называется диапазон частот, в пределах которого отношение U_C/E (т. е. ордината резонансной кривой) может уменьшиться не более чем в $\sqrt{2}$ раз от максимального значения, т. е. не спускается ниже уровня 0,707 $(U_C/E)_{макс}$. Полоса пропускания контура тем шире, чем больше затухание контура: $2\Delta f=f_0 d=f_0/Q$. Если необходимо увеличить ширину полосы пропускания в n раз, то следует либо увеличить в n раз последовательное сопротивление R потерь в контуре

$$R'=nR,$$

либо подключить параллельно к контуру активное сопротивление (в омах):

$$R_ш=\frac{L}{C(R'-R)},$$

где L — индуктивность контура, *гн*;
C — емкость контура, *ф*;
R — сопротивление потерь (до расширения полосы пропускания), *ом*;
R' — последовательное сопротивление потерь, необходимое для получения требуемой полосы пропускания, *ом*.

Из рис. 3-15, *б* следует, что внутреннее сопротивление R_i генератора также может играть роль шунта параллельного контура. Если оно много больше резонансного сопротивления контура, то его шунтирующее действие незаметно. Если же эти сопротивления близки по своей величине, то благодаря шунтирующему действию R_i полоса пропускания контура может сущест-

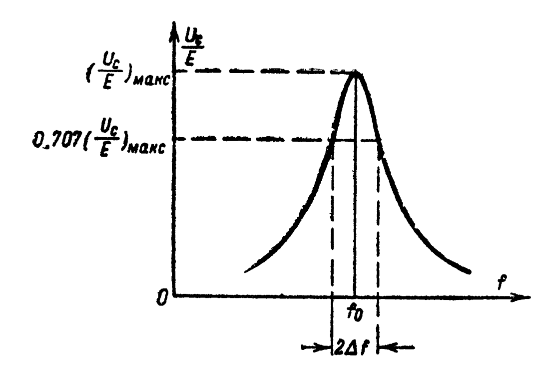


Рис. 3-17. Определение полосы пропускания контура.

венно расширяться. При расчетах в этом случае вместо d нужно пользоваться величиной.

$$d' = d\left(1 + \frac{\rho^2}{RR_i}\right).$$

Настройка контура (т. е. изменение частоты f_0 собственных колебаний контура в диапазоне частот от $f_{мин}$ до $f_{макс}$) обычно осуществляется конденсатором переменной емкости. Коэффициент перекрытия диапазона $f_{макс}/f_{мин}$ определяется формулой

$$\left(\frac{f_{макс}}{f_{мин}}\right)^2 = \frac{C_{макс}}{C_{мин}}.$$

Таким образом, например, чтобы обеспечить коэффициент перекрытия, равный двум, необходимо, чтобы максимальная емкость контура в 4 раза превышала минимальную, причем емкость контура определяется не только емкостью конденсатора настройки, но и всеми остальными емкостями, включенными параллельно этому конденсатору (емкостью подстроечного конденсатора, емкостью монтажа, собственной емкостью катушки индуктивности).

Индуктивность (в миллигенри) контура рассчитывается по формуле

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^7}{f^2_{макс} C_{мин}},$$

где $f_{макс}$ — максимальная частота диапазона, *кгц*;
$C_{мин}$ — минимальная емкость контура, *пф*.

Вынужденные колебания в связанных контурах

Для передачи сигнала из одного контура в другой два колебательных контура можно связать общим магнитным потоком (индуктивная или трансформаторная связь, автотрансформаторная связь) или общим

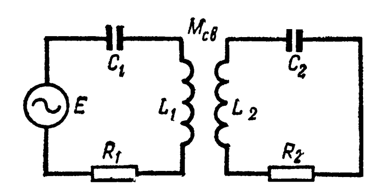


Рис. 3-18. Индуктивная (трансформаторная) связь контуров.

электрическим полем (емкостная связь). Общий для обоих контуров элемент называют элементом связи, а сами контуры — связанными контурами. Степень связи двух контуров определяется коэффициентом связи

$$k_{св} = \frac{X_{св}}{\sqrt{X_1 X_2}},$$

где $X_{св}$ — сопротивление элемента связи;
X_1 и X_2 — реактивные сопротивления первого и второго контуров, совпадающие по характеру реактивности с элементом связи.

Для индуктивной связи (рис. 3-18):

$$X_{св} = 2\pi f M_{св};$$

$$k_{св} = \frac{M_{св}}{\sqrt{L_1 L_2}},$$

где $M_{св}$ — коэффициент взаимоиндукции между катушками L_1 и L_2, *гн*.

Для автотрансформаторной связи (рис. 3-19):

$$X_{св} = 2\pi f L_{св};$$

$$k_{св} = \frac{L_{св}}{\sqrt{(L_0 + L_1)(L_{св} + L_2)}}.$$

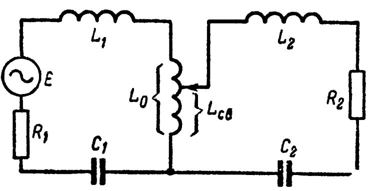


Рис. 3-19. Автотрансформаторная связь контуров.

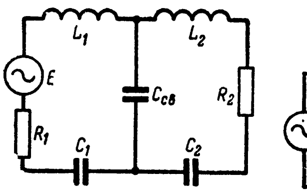


Рис. 3-20. Внутренняя емкостная связь контуров.

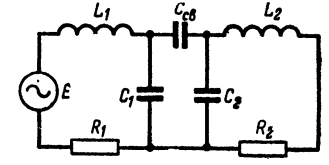


Рис. 3-21. Внешняя емкостная связь двух контуров.

Для внутренней емкостной связи (рис. 3-20):

$$X_{св} = -\frac{1}{2\pi f C_{св}};$$

$$k_{св} = \sqrt{\frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_{св})(C_2 + C_{св})}}.$$

Для внешней емкостной связи (рис. 3-21):

$$k_{св} = \frac{C_{св}}{\sqrt{(C_1 + C_{св})(C_2 + C_{св})}}.$$

Связь между контурами приводит к тому, что под действием генератора, включенного в первый контур, возникают электрические колебания не только в первом, но и во втором контуре. Часть колебательной энергии второго контура поглощается в нем, что равносильно увеличению активного сопротивления в цепи генератора (в цепи первого контура). Другая часть энергии во втором контуре может не поглощаться, но участвовать в колебательном процессе обмена энергии между контурами, что равносильно изменению реактивного сопротивления в цепи первого контура. Таким образом, взаимодействие между двумя связанными

контурами эквивалентно внесению активного и реактивного сопротивлений в один контур из другого.

Внесение реактивности из второго контура в первый означает изменение резонансной частоты первого контура. При данной степени связи возможны две

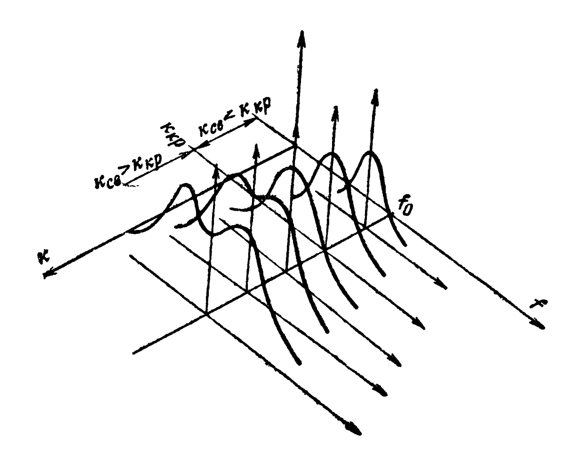


Рис. 3-22. Семейство резонансных кривых связанных контуров.

частоты, на которых собственная реактивность контура компенсируется вносимой, т. е. наступает резонанс. Таким образом, в отличие от одиночного контура связанные контуры являются системами с несколькими ре-

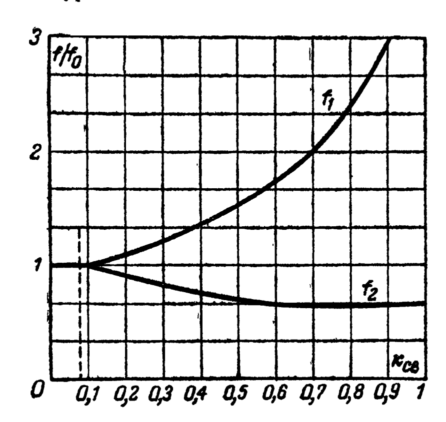


Рис. 3-23. Частоты связи.

зонансными частотами. Например, в случае индуктивной связи двух одинаковых контуров при небольших коэффициентах связи $k_{св}<d$ система имеет одну резонансную частоту. Резонансная кривая системы имеет один максимум (рис. 3-22) вплоть до так называемой критической связи $k_{св.кр}=d$. При дальнейшем увеличении связи обнаруживаются еще две резонансные частоты $f_1=f_0/\sqrt{1+k_{св}}$ и $f_2=f_0/\sqrt{1-k_{св}}$, различающиеся тем больше, чем больше связь между контурами. Эти частоты называются частотами связи, так как они определяются не только резонансной частотой f_0 контуров, но и степенью связи между ними (рис. 3-23).

Взаимное удаление частот связи по мере увеличения степени связи между контурами приводит к расширению резонансной кривой и, следовательно, к увеличению полосы пропускания. Таким образом, связанные контуры дают возможность регулировать ширину полосы пропускания изменением степени связи между контурами. Например, при слабой связи ($k_{св}<<d$) полоса пропускания двух одинаковых индуктивно-связанных контуров мало отличается от полосы пропускания каждого контура: $2\Delta f_{св}=2\Delta f$. Но уже при критической связи ($k_{св.кр}=d$) полоса пропускания заметно расширяется: $2\Delta f_{св.кр}=1{,}41\ (2\Delta f)$. При дальнейшем увеличении степени связи полоса продолжает расширяться, но равномерность пропускания частот ухудшается, так как на резонансной кривой появляется провал (рис. 3-24). Такой провал считается допустимым вплоть до уровня, на котором определяется ширина полосы

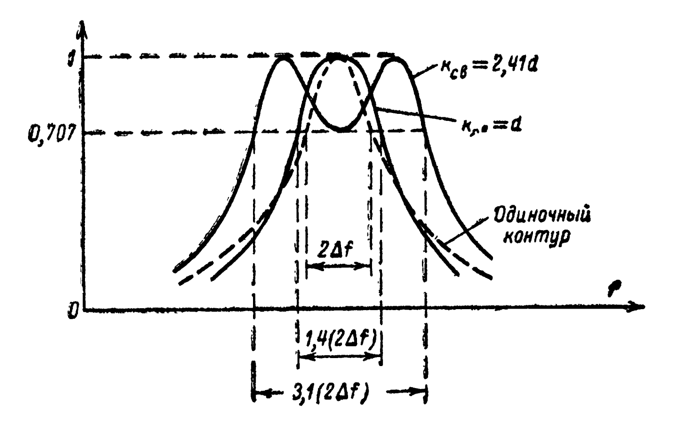


Рис. 3-24. Определение полосы пропускания двух одинаковых связанных контуров.

пропускания (0,707 от максимального значения на резонансной кривой). Этот предельный случай соответствует коэффициенту связи $k_{св}=2{,}41\,d$ и полосе пропускания $2\Delta f_{св.макс}=3{,}1\,(2\Delta f)$. Дальнейшее расширение полосы пропускания нецелесообразно из-за чрезмерного ослабления средних частот спектра передаваемого сигнала.

В практических условиях приема сигналов настройка связанных контуров осуществляется так, чтобы при неизменной несущей частоте сигнала можно было добиться максимального тока во втором контуре (по прибору или по силе звука). Для этого имеются три возможные регулировки:

1) изменение реактивностей первого контура; 2) изменение реактивностей второго контура и 3) изменение степени связи между контурами. В зависимости от порядка использования этих регулировок возможны следующие четыре способа настройки на максимальный ток во втором контуре: 1) первый частный резонанс — настройка (изменение емкости или индуктивности) первого контура; 2) второй частный резонанс — настройка (изменение емкости или индуктивности) второго контура; 3) сложный резонанс — настройка одного из контуров и подбор оптимальной связи между контурами (например, выполняют условие первого частного резонанса, а затем увеличивают связь, дополнительно подстраивая первый контур и не меняя настройку другого контура);

4) п о л н ы й р е з о н а н с — настройка на частоту сигнала каждого из контуров в отдельности и подбор оптимальной связи между контурами.

Частные резонансы позволяют получить максимум тока во втором контуре, но наибольшие из всех максимальных значений этого тока дают сложный и полный резонансы. Оптимальной связью при осуществлении полного резонанса оказывается критическая связь

$$k_{\text{св.кр}} = \sqrt{d_1 d_2},$$

где d_1 и d_2 — затухания первого и второго контуров.

Фильтрация сигнала

Важнейшим способом отделения сигнала радиосвязи от посторонних электрических колебаний и помех является ф и л ь т р а ц и я сигнала. Электрическим фильтром называется устройство, пропускающее колебания одних частот с небольшим, а колебания других частот с большим ослаблением. Частоты колебаний, пропускаемых фильтром без большого ослабления, образуют полосу п р о з р а ч н о с т и (полосу пропускания) фильтра. Частоты колебаний, задерживаемых фильтром, образуют полосу н е п р о з р а ч н о с т и фильтра. Частота, лежащая на границе этих полос, называется ч а с т о т о й с р е з а f_c.

Ослабление фильтром напряжения (или тока) оценивают отношением амплитуды напряжения U_{m1} на входе к амплитуде напряжения U_{m2} на выходе. Обычно это отношение выражают в децибелах

$$b = 20 \lg \frac{U_{m1}}{U_{m2}}$$

и называют з а т у х а н и е м фильтра. Зависимость затухания фильтра от частоты называется ч а с т о т н о й х а р а к т е р и с т и к о й з а т у х а н и я фильтра. Фильтрами н и ж н и х частот называют фильтры, пропускающие без большого ослабления колебания всех частот ниже некоторой частоты среза f_c. Фильтрами в е р х н и х частот называют фильтры, пропускающие без большого ослабления колебания всех частот выше некоторой частоты среза f_c. П о л о с о в ы м и фильтрами называют фильтры, пропускающие без большого ослабления колебания определенной полосы частот от f_{c1} до f_{c2}. З а г р а ж д а ю щ и м и фильтрами называют фильтры, сильно ослабляющие колебания определенной полосы частот от f_{c1} до f_{c2}.

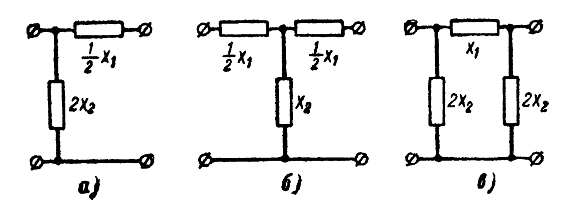


Рис. 3-25. Схемы звеньев электрических фильтров.

а — Г-образное звено; *б* — Т-образное звено; *в* — П-образное звено.

Простейшими фильтрами являются обычные реактивные сопротивления и их соединения. Например, последовательно включенная в цепь катушка индуктивности может служить фильтром нижних, а последовательно включенный конденсатор — фильтром верхних частот. Резонансные явления в последовательном и параллельном колебательных контурах позволяют использовать их в качестве полосовых или заграждающих фильтров (в зависимости от способа включения контура). Однако все эти цепи не позволяют достигнуть резкого разграничения пропускаемых и задерживаемых частот. Несколько лучшие результаты могут быть получены при использовании связанных контуров в качестве полосовых фильтров.

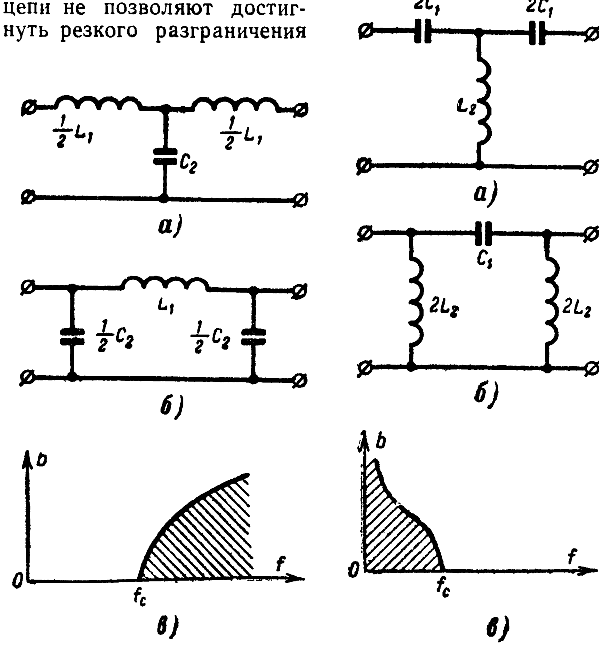


Рис. 3-26. Фильтр нижних частот.

а — Т-образное звено; *б* — П-образное звено; *в* — частотная характеристика затухания.

Рис. 3-27. Фильтр верхних частот.

а — Т-образное звено; *б* — П-образное звено; *в* — частотная характеристика затухания.

Значительно более высокие фильтрующие свойства имеют фильтры в виде четырехполюсников, которые составлены из реактивных сопротивлений, соединенных в виде Г-образных, Т-образных и П-образных звеньев (рис. 3-25).

Если произведение последовательно включенного реактивного сопротивления X_1 на параллельно включенное реактивное сопротивление X_2 не зависит от частоты, т. е. $X_1 X_2 = K^2$ (где K — постоянная величина), то такие фильтры называются фильтрами т и п а K. Полоса прозрачности фильтра типа K может быть определена из условия

$$-1 < \frac{X_1}{4X_2} < 0.$$

Для фильтров нижних частот (рис. 3-26) из этого условия получается частота среза

$$f_c = \frac{2}{2\pi \sqrt{L_1 C_2}}.$$

Возрастание затухания при $f>f_c$ в фильтрах нижних частот объясняется увеличением сопротивления последовательных индуктивных ветвей и уменьшением сопротивления параллельных емкостных ветвей.

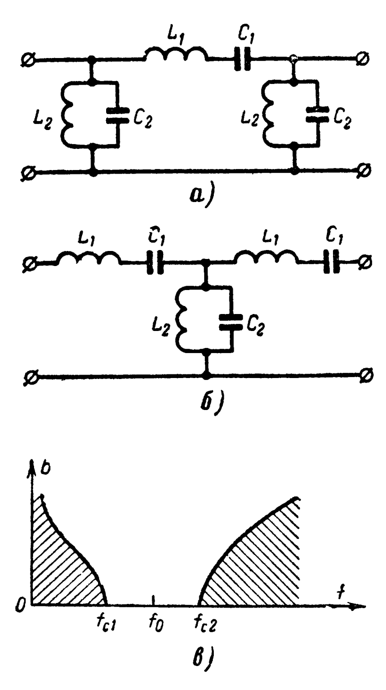


Рис. 3-28. Полосовой фильтр.

а — П-образное звено; *б* — Т-образное звено; *в* — частотная характеристика затухания.

Для фильтров верхних частот (рис. 3-27) частота среза

$$f_c = \frac{1}{4\pi\sqrt{L_2C_1}}.$$

Возрастание затухания при $f<f_c$ в фильтрах верхних частот объясняется увеличением сопротивления последовательных емкостных ветвей и уменьшением сопротивления параллельных индуктивных ветвей.

Для полосовых фильтров (рис. 3-28), звенья которых составляются из последовательных и параллельных контуров, частоты среза

$$f_{c1} = f_0\left(\sqrt{1+m}-m\right);$$

$$f_{c2} = f_0\left(\sqrt{1+m}+m\right),$$

где $$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} = \sqrt{f_{c1}f_{c2}};$$

$$m = \frac{L_2}{L_1} = \frac{C_1}{C_2}.$$

Возрастание затухания за пределами полосы прозрачности полосовых фильтров объясняется увеличением сопротивления последовательного контура и уменьшением сопротивления параллельного контура по мере удаления от их резонансной частоты f_0, находящейся в полосе прозрачности.

Для заграждающих фильтров (рис. 3-29), звенья которых составлены из последовательных и параллельных контуров, частоты среза вычисляются так же, как и в случае полосовых фильтров. Возрастание затухания в пределах полосы непрозрачности заграждающих фильтров объясняется увеличением сопротивления параллельного контура и уменьшением сопротивления последовательного контура по мере приближения к резонансной частоте f_0 этих контуров, находящейся в пределах полосы непрозрачности.

К недостаткам фильтров типа *К* следует отнести, во-первых, малую крутизну скатов частотных характеристик затухания и, во-вторых, трудности согласования фильтра с источником колебаний и с нагрузкой. Устранить эти недостатки позволяет перераспределение реактивных сопротивлений в последовательных и

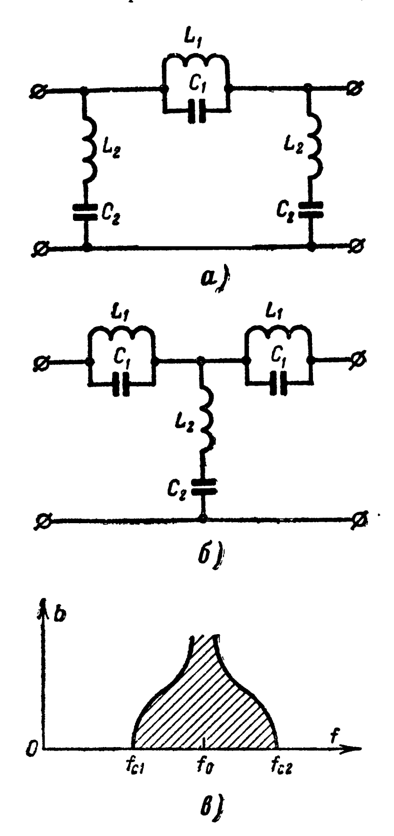


Рис. 3-29. Заграждающий фильтр.

а — П-образное звено; *б* — Т-образное звено; *в* — частотная характеристика затухания.

параллельных ветвях звеньев фильтра. Например, в последовательной ветви фильтра нижних частот оставляют лишь *М*-ю часть индуктивности, а остальную часть индуктивности переносят в параллельную ветвь (рис. 3-30). В результате этого в параллельной ветви фильтра образуется последовательный контур. По мере приближения к резонансной частоте этого контура

шунтирующее действие параллельной ветви фильтра возрастает, что вызывает увеличение крутизны скатов частотной характеристики затухания. При резонансе в параллельной ветви фильтр оказывается замкнутым накоротко и его затухание становится бесконечно большим. Это позволяет значительно увеличить крутизну

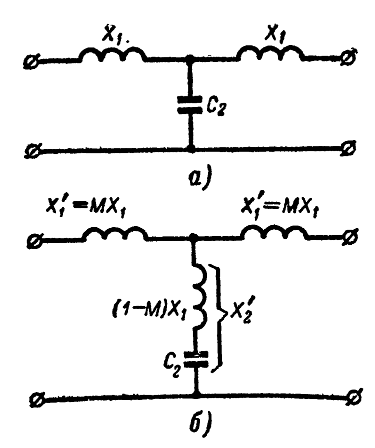


Рис. 3-30. Образование фильтра *М* (*б*) из фильтра типа *К* (*а*).

частотной характеристики затухания фильтра вблизи частоты среза (рис. 3-31). Одновременно облегчается согласование фильтра с нагрузкой.

Аналогичным образом можно осуществить перераспределение реактивностей в других фильтрах. Получающиеся при этом фильтры были названы фильтрами типа *М*, так как их частотные характеристики зависят от величины расчетного параметра *М*. Частота среза и ширина полосы прозрачности при указанном перераспределении реактивностей в цепях фильтра остаются без изменений.

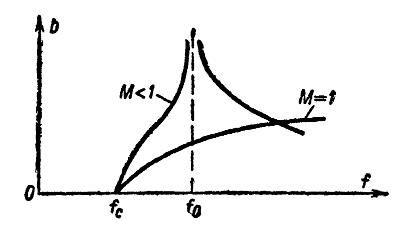


Рис. 3-31. Частотная характеристика затухания фильтра нижних частот при $M=1$ и $M<1$.

Другим способом увеличения крутизны частотной характеристики затухания фильтра является последовательное соединение нескольких звеньев с одинаковой полосой прозрачности.

Волны в длинных линиях

Длинные линии относятся к цепям с распределенными параметрами, т. е. к таким цепям, в которых емкость, индуктивность и активное сопротивление не сосредоточены в отдельных участках, а распределены вдоль всей цепи. Примером такой цепи является двухпроводная линия, состоящая из двух параллельных проводов, которые на любом участке длиною в 1 *м* обладают одинаковыми погонными параметрами: индуктивностью L_1, емкостью C_1, сопротивлением R_1 и проводимостью G_1 (рис. 3-32, *а*).

В радиотехнических длинных линиях часто можно пренебречь потерями и считать $R_1=0$ и $G_1=0$. Такая идеальная линия состоит лишь из распределенных последовательных индуктивностей и параллельных емкостей (рис. 3-22, *б*). Если в начале линии включить источник постоянного напряжения U_0, то емкость C' ближайщего к источнику участка зарядится до напряжения U_0 через индуктивность L' этого участка, затем емкость C'' соседнего участка получит заряды от емкости C' через индуктивность L'', емкость C''' получит заряд от емкости C'' и т. д. На передачу каждого из этих зарядов требуется некоторое время. Таким образом, под действием источника вдоль линии распространяется волна напряжения (и тока). Эта волна движется со скоростью v от источника напряжения к нагрузке и поэтому называется падающей волной.

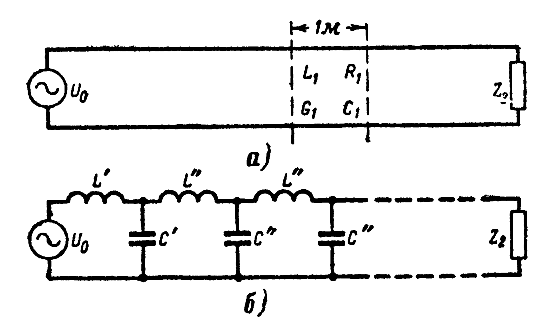


Рис. 3-32. Двухпроводная линия (*а*) и ее эквивалентная схема (*б*).

Если нагрузка Z_2 полностью поглощает энергию, доставляемую ей падающей волной, то никакой другой волны не возникнет. Если же нагрузка не может полностью поглотить эту энергию, то возникает отраженная волна, которая также представляет собой последовательный разряд (или заряд) распределенных емкостей через распределенные индуктивности. В результате через любое сечение линии проходят две волны тока и напряжения: падающая и отраженная.

Чаще всего в начале линии действует источник не постоянного, а переменного напряжения $U=U_m\cos 2\pi ft$ или сигнал радиосвязи. В этом случае падающая волна перезаряжает распределенные емкости в соответствии с синусоидальным законом изменения питающего линию напряжения, т. е. в любом сечении x линии напряжение и ток изменяются во времени тоже синусоидально. Однако изменение напряжения в сечении x отстает от изменения напряжения источника на промежуток времени $\Delta t=x/v$, необходимый для распространения волны от источника до данного сечения линии x. Таким образом, напряжение падающей волны в любом сечении линии

$$U_{пад}=U_m\cos\left[2\pi f\left(t-\frac{x}{v}\right)\right]=$$
$$=U_m\cos(2\pi ft-\alpha x).$$

3—2676

Величина $\alpha=2\pi f/v$ называется **волновым числом**. Это число представляет собой изменение фазы волны при прохождении ею единицы длины линии.

Выражение для $U_{пад}$ показывает, что в каждый данный момент t напряжение распределено вдоль линии по синусоиде (рис. 3-33). С течением времени эта синусоида как бы перемещается от начала линии к нагрузке со скоростью

$$v=\frac{1}{\sqrt{L_1C_1}}.$$

Для воздушных линий эта скорость практически равна скорости света.

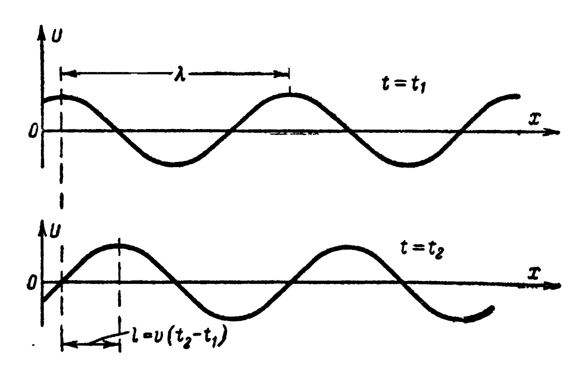


Рис. 3-33. Перемещение падающей волны напряжения вдоль линии.

Расстояние (в метрах), проходимое волной за время T одного периода колебаний напряжения источника, называется **длиной волны**

$$\lambda=vT=\frac{v}{f},$$

где $v=3\cdot10^8$ *м/сек* — скорость света;
T — период колебаний источника, *сек*;
f — частота колебаний источника, *гц*.

При вычислении длины волны (в метрах) удобно пользоваться формулой

$$\lambda=\frac{300}{f},$$

где f — частота колебаний источника, *Мгц*.

Поскольку за один период T источник возвращается к своему первоначальному состоянию, длиной волны является расстояние между двумя ближайшими точками, в которых колебания имеют одинаковую фазу, например расстояние между двумя гребнями волны (рис. 3-33). Волновое число может быть выражено через длину волны

$$\alpha=\frac{2\pi f}{v}=\frac{2\pi}{vT}=\frac{2\pi}{\lambda}.$$

В падающей волне, распространяющейся в длинной линии без потерь, амплитуда колебаний не изменяется вдоль линии, а отставание колебаний по фазе (от колебаний источника) $\varphi=\alpha x$ увеличивается пропорционально расстоянию x, пройденному волной. Теория двухпроводной линии показывает, что в падающей волне отношение напряжения $U_{пад}$ к току $I_{пад}$ является постоянной величиной

$$Z_0=\frac{U_{пад}}{I_{пад}}=\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}.$$

Данная величина, называемая **волновым сопротивлением**, зависит от диаметра d проводов длинной линии и расстояния a между проводами (рис. 3-34). Это позволяет записать выражение для падающей волны тока

$$I_{пад}=\frac{U_{пад}}{Z_0}=\frac{U_m}{Z_0}\cos(2\pi ft-\alpha x).$$

Аналогичные выражения могут быть составлены для отраженной волны напряжения и тока с той лишь разницей, что отраженная волна движется в противоположном направлении (в направлении $-x$), т. е. увеличение x вызывает не отставание, а опережение колебаний по фазе:

$$U_{отр}=U_m\cos(2\pi ft+\alpha x).$$

Отраженная волна не может возникнуть в однородной и бесконечно длинной линии, а также в линии конечной длины, если отношение $U/I=Z_0$ соблюдается во всех ее точках, т. е. неоднородности сопротивления отсутствуют во всех точках линии, в том числе и на ее конце: $Z_2=Z_0$. Это равенство называется **условием согласования** линии с нагрузкой. Такой режим в длинной линии называют режимом **бегущей волны**.

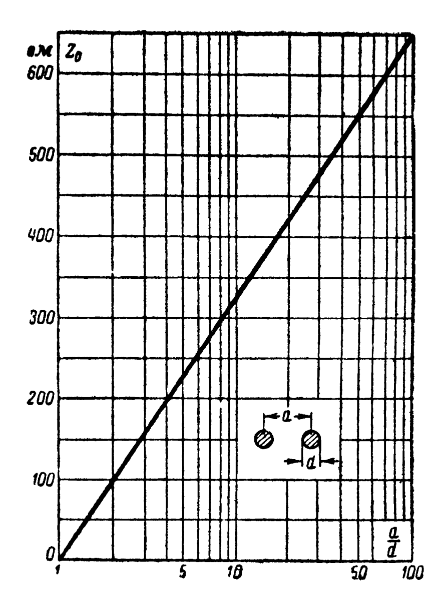


Рис. 3-34. График для определения волнового сопротивления двухпроводной линии.

Во всех остальных случаях нагрузка $Z_2\neq Z_0$ считается **несогласованной** с линией и представляет собой неоднородность, на которой возникает отраженная волна. В результате сложения отраженной

и падающей волн возникает совершенно иное распределение напряжения и тока вдоль линии, характерное для режима стоячей волны. Например, если нагрузка совсем не поглощает энергии (разомкнута, короткозамкнута), то амплитуды напряжений в падающей и отраженной волнах одинаковы и в результате сложения этих волн получается стоячая волна напряжения

$$U = U_{пад} + U_{отр} = U_m[\cos(2\pi ft - \alpha x) +$$
$$+ \cos(2\pi ft + \alpha x)] = 2U_m \cos \alpha x \cos 2\pi ft.$$

Это означает, что в стоячей волне напряжения отсутствует зависимость фазы от расстояния, а амплитуда ($2U_m \cos \alpha x$) колебаний зависит от координаты x,

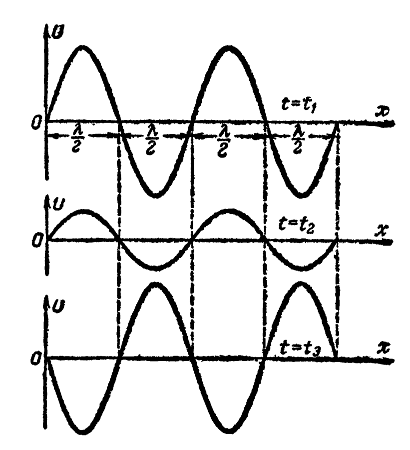


Рис. 3-35. Изменение напряжения в стоячей волне.

изменяясь от наибольшего значения $2U_m$ до нуля Сечения линии, в которых наблюдается наибольшая амплитуда синусоидальных колебаний, называются пучностями, а сечения с наименьшей амплитудой колебаний — узлами. Местоположение узлов и пучностей не зависит от времени, т. е. они неподвижны.

Следовательно, если геометрическим образом бегущей (падающей) волны была синусоида, перемещающаяся вдоль линии со скоростью v, то геометрическим образом стоячей волны является неподвижная синусоида, пульсирующая с частотой f (рис. 3-35). Расстояние между соседними пучностями, так же как и между соседними узлами, равно $\lambda/2$.

Аналогичное выражение можно было бы получить и для стоячей волны тока.

В общем случае, когда линия нагружена на произвольное сопротивление, от конца линии отражается не вся энергия, а лишь часть ее. В линии возникает смешанный режим, т. е. режим наложения стоячей волны на бегущую. При этом амплитуда тока и напряжения ни в одном сечении линии не обращаются в нуль, но существуют точки с минимальными (узлы) и максимальными (пучности) амплитудами. Узлу тока соответствует пучность напряжения, и наоборот, а расстояние между узлами (пучностями) равно половине длины волны.

По отношению минимальной амплитуды напряжения (тока) к максимальной амплитуде судят о степени поглощения энергии нагрузкой. Это отношение называют коэффициентом бегущей волны

$$k = \frac{U_{мин}}{U_{макс}}.$$

При согласованной нагрузке ($Z_2 = Z_0$) этот коэффициент равен единице, а при непоглощающей нагрузке (короткое замыкание, разомкнутая нагрузка или чисто реактивная нагрузка) он равен нулю. Все остальные значения коэффициента бегущей волны заключены между этими предельными значениями.

В реальных линиях всегда имеются потери электрической энергии, в результате которых амплитуды напряжения и тока уменьшаются по мере распространения волны от источника к нагрузке. Тепловые потери энергии в проводах длинной линии можно уменьшить, изготовив их из хорошо проводящего материала и с достаточно большим сечением. Кроме тепловых потерь, в линии возможны потери вследствие излучения радиоволн проводами длинной линии. Эти потери проявляют себя тем сильней, чем больше отношение расстояния между проводами к длине волны.

Для уменьшения потерь на излучение вместо двухпроводной линии применяют коаксиальный фидер, в котором внешний цилиндрический провод является экраном для поля волны, распространяющейся вдоль фидера. На еще более коротких волнах для передачи радиоволн применяют металлические трубы, называемые волноводами. Поля волны распространяются в волноводе в результате последовательных отражений от его стенок.

3-5. РАДИОСИГНАЛ В НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЯХ

Нелинейные цепи

Нелинейные радиотехнические цепи, помимо э. д. с. и линейных сопротивлений, содержат нелинейные элементы (нелинейные сопротивления). К нелинейным элементам цепей относят электронные, ионные, а также полупроводниковые приборы, параметры которых не являются постоянными, а зависят от величин протекающих через эти приборы токов или величин действующих на эти приборы напряжений.

Свойства нелинейного сопротивления выражаются его вольт-амперной характеристикой, которая представляет собой зависимость тока I, протекающего через нелинейное сопротивление, от напряжения U, приложенного к нему: $I = f(U)$. Между током и напряжением в нелинейном элементе нет прямой пропорциональности, т. е. вольт-амперные характеристики нелинейных элементов либо обладают кривизной, либо являются ломаными. Таким образом, нелинейные элементы цепи не подчиняются закону Ома.

На рис. 3-36 представлена типичная вольт-амперная характеристика и показано построение, с помощью которого можно по известному напряжению $U(t)$ на концах нелинейного сопротивления найти ток $I(t)$, протекающий через это сопротивление. Точка M называется рабочей точкой. Она определяется постоянной составляющей напряжения U_0, приложенного к нелинейному сопротивлению, или током I_0, протекающим по нелинейному сопротивлению под действием этого постоянного напряжения.

Выбор рабочей точки обусловливает тот или иной режим работы нелинейной цепи. Если постоянное напряжение E приложено к последовательно соединен-

ным нелинейному *НЭ* и линейному R сопротивлениям (рис. 3-37, *а*), то для нахождения рабочей точки нужно уменьшить напряжение E на величину I_0R падения напряжения на линейном сопротивлении R. Для этого из точки E на горизонтальной оси (рис. 3-37, *б*) нужно провести прямую под таким углом β к вертикали, чтобы $\operatorname{tg}\beta = R$. Точка пересечения этой прямой с вольт-амперной характеристикой нелинейного элемента, т. е. точка M, и будет искомой рабочей точкой.

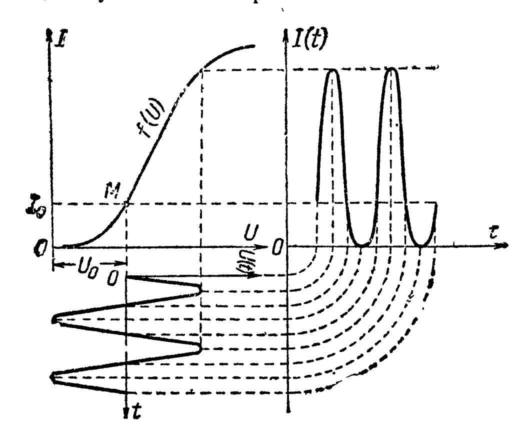


Рис. 3-36. Определение кривой тока в цепи нелинейного сопротивления.

Под действием синусоидального напряжения в нелинейном сопротивлении возникает несинусоидальный ток (рис. 3-36), т. е. появляются токи новых частот, которых не было в составе приложенного напряжения. Таким образом, спектр сигнала на выходе нелинейной цепи богаче спектра сигнала, действующего на ее входе. Это обстоятельство определяет область применения нелинейных цепей: они используются для таких преобразований радиосигналов, которые связаны с трансформацией спектров, т. е. с появлением новых спектральных составляющих. К таким преобразованиям относятся генерирование электрических колебаний, модуляция, детектирование, преобразование частоты и др.

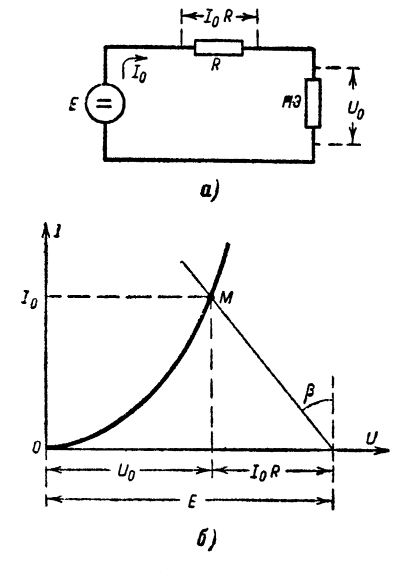


Рис. 3-37. Определение рабочей точки при последовательном соединении линейного и нелинейного сопротивлений.

Модуляция

Чтобы получить амплитудно-модулированные колебания

$$u_{АМ} = U_0(1 + m\cos 2\pi f_1 t)\cos 2\pi f_0 t,$$

необходимо воздействовать на нелинейную цепь (рис. 3-38) суммой двух напряжений: напряжения переносчика

$$U_1 = U_m \cos 2\pi f_0 t$$

и напряжения низкочастотного (первичного) сигнала

$$U_2 = U_0(1 + m\cos 2\pi f_1 t),$$

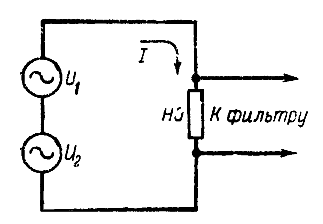


Рис. 3-38. Схема модулятора.

где f_0 — несущая частота;
f_1 — модулирующая (звуковая) частота.

При квадратичной вольт-амперной характеристике нелинейного элемента получим:

$$I = aU^2 = a(U_1 + U_2)^2 = aU_1^2 + aU_2^2 + 2aU_1U_2 =$$
$$= aU_m^2 \cos^2 2\pi f_0 t + aU_0^2(1 + m\cos 2\pi f_1 t)^2 +$$
$$+ 2aU_mU_0(1 + m\cos 2\pi f_1 t)\cos 2\pi f_0 t.$$

Первые два члена этого выражения содержат постоянную составляющую и колебания с частотами $2f_0$, f_1 и $2f_1$. Третий член представляет собой амплитудно-модулированные колебания, которые легко могут быть отделены от остальных колебаний полосовым фильтром.

Детектирование

При детектировании амплитудно-модулированных колебаний напряжение сигнала подается на нелинейный элемент (электронную лампу или полупроводниковый прибор), причем так, чтобы рабочая точка оказалась в нелинейной области вольт-амперной характеристики. Если напряжение сигнала не выходит за пределы начального участка характеристики (рис. 3-39, *а*), который у большинства ламп близок к квадратичной параболе, то детектирование называется квадратичным. Оно используется лишь в измерительной аппаратуре и не может быть рекомендовано для радиолиний связи, так как в составе тока детектора появляются не только колебания модулирующих частот f_1, но и их гармоники $2f_1$, которые не могут быть отделены никакими фильтрами и создают нелинейные искажения сигнала.

Предварительное усиление сигнала приводит к тому, что в процесс детектирования включается значительная часть характеристики (рис. 3-39, *б*). В этом случае излом характеристики в рабочей точке играет

значительно большую роль, чем нелинейность квадратичного участка и поэтому вольт-амперная характеристика может быть представлена ломаной линией (рис. 3-40). Такое детектирование называется линейным (это название имеет в виду не тип процесса преобразования сигнала, который остается нелинейным,

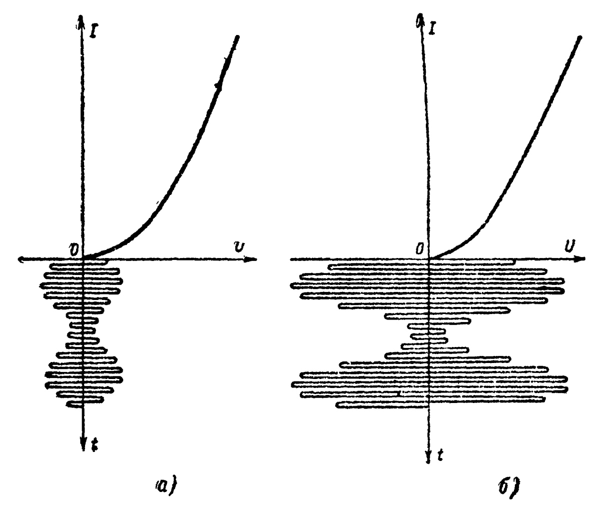


Рис. 3-39. Квадратичное (*а*) и линейное (*б*) детектирование амплитудно-модулированных колебаний.

а лишь форму вольт-амперной характеристики). Эффект детектирования получается в результате нарушения детектором симметрии амплитудно-модулированных колебаний и усреднения полученных импульсов тока в цепи с большой постоянной времени (или в фильтре нижних частот).



Рис. 3-40. Получение и усреднение импульсов тока при линейном детектировании.

Низкочастотная составляющая тока в цепи линейного детектора не содержит гармоник колебаний модулирующих частот, т. е. эта составляющая повторяет огибающую модулированного напряжения высокой частоты, приложенного к детектору. Таким образом, нелинейные искажения в линейном детекторе отсутствуют, чем и объясняется его широкое использование для детектирования радиосигналов.

Кроме низкочастотных составляющих, в цепи любого детектора возникают высокочастотные составляющие тока. Однако высокочастотные составляющие не вызывают искажений сигнала, так как они могут быть легко отфильтрованы простейшим фильтром, состоящим из конденсатора C и сопротивления R (рис. 3-41). Для устранения напряжения высокой частоты f_0 и сохранения напряжения частоты сигнала f_m на нагрузке необходимо, чтобы сопротивление R было много больше

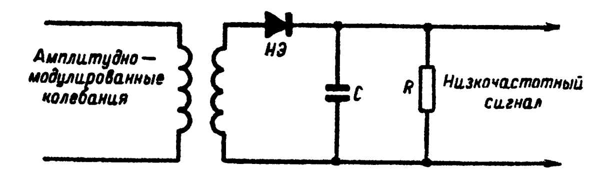


Рис. 3-41. Схема амплитудного детектора с простейшим фильтром.

емкостного сопротивления для высокочастотных составляющих тока и много меньше емкостного сопротивления для составляющих частот смыслового сигнала:

$$\frac{1}{2\pi f_0 C} \ll R \ll \frac{1}{2\pi f_m C}.$$

Детектирование частотно-модулированных колебаний заключается в преобразовании их в амплитудно-модулированные колебания, которые после этого детектируются обычным линейным детектором. Преобразование частотно-модулированного сигнала в

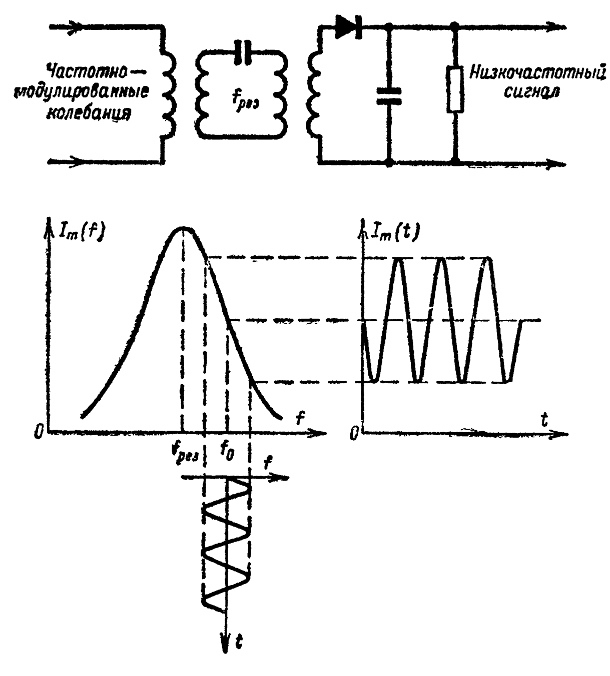


Рис. 3-42. Детектирование частотно-модулированных колебаний.

амплитудно-модулированный сигнал осуществляется частотным детектором. Простейшим частотным детектором может служить контур, расстроенный относительно несущей частоты f_0. Из рис. 3-42 видно, что при изменении частоты f меняется амплитуда тока I_m высокой частоты в контуре, т. е. возникают амплитудно-модулированные колебания, которые затем детектируются и фильтруются обычным способом.

Преобразование частоты

Преобразование частоты заключается в изменении (обычно уменьшении) несущей частоты f_0 модулированного колебания при сохранении формы огибающей этого колебания (рис. 3-43, *а*), т. е. в сдвиге спектра колебания без изменения его формы (рис. 3-43, *б*).

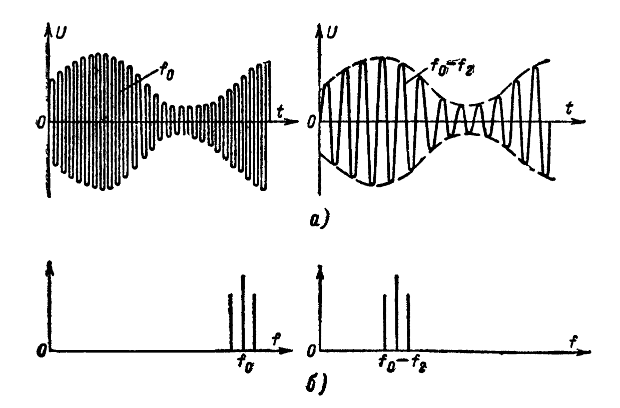


Рис. 3-43. Временно́е (*а*) и спектральное (*б*) представления процесса преобразования частоты.

Для нелинейного преобразования частоты (рис. 3-44) к нелинейному элементу прикладывают сумму напряжения сигнала

$$u_с = U_0 \cos 2\pi f_0 t$$

и напряжения гетеродина (месгный маломощный генератор высокочастотных колебаний)

$$u_г = U_г \cos 2\pi f_г t.$$

При квадратичной вольт-амперной характеристике нелинейного элемента ток в цепи преобразователя

$$I = aU^2 = a(u_с + u_г)^2 = au_с^2 + au_г^2 + 2au_с u_г =$$

$$= aU_0^2 \cos^2 2\pi f_0 t + aU_г^2 \cos^2 2\pi f_г t +$$

$$+ aU_0 U_г \cos 2\pi (f_0 + f_г) t + aU_0 U_г \cos 2\pi (f_0 - f_г) t.$$

Последний член этого выражения представляет собой колебание разностной частоты. Оно легко может быть отделено при помощи фильтра или контура от колебаний двойных частот и суммарной частоты, содержащихся в первых трех членах.

Аналогичным образом осуществляется преобразование частоты каждой спектральной составляющей модулированного сигнала связи. В результате преобразования получается модулированное колебание с такой же глубиной модуляции, но с более низкой несущей частотой.

В качестве нелинейного элемента переобразователя частоты используется либо полупроводниковый диод (диодное преобразование частоты), либо ламповый триод (односеточное преобразование частоты). Из-за трудностей устранения связи между входной цепью приемника и цепью гетеродина нелинейное преобразование частоты применяется сравнительно редко.

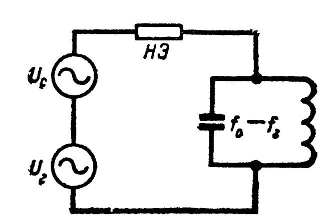


Рис 3-44. Схема нелинейного преобразователя частоты.

Чаще применяется линейное преобразование частоты. В обычной линейной цепи новые спектральные составляющие возникнуть не могут, но для получения колебаний разностной частоты $f_0—f_г$ можно использовать линейную цепь (рис. 3-45), коэффициент усиления K которой периодически меняется с частотой $f_г$:

$$K = u_г = U_г \cos 2\pi f_г t.$$

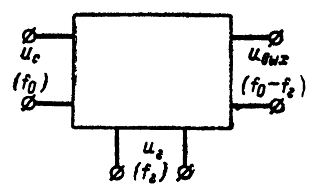


Рис. 3-45. Схема линейного преобразователя частоты.

В результате прохождения через такую цепь напряжение сигнала оказывается усиленным в K раз:

$$u_{вых} = Ku_с = U_с U_г \cos 2\pi f_0 t \cos 2\pi f_г t =$$

$$= \frac{U_с U_г}{2} [\cos 2\pi (f_0 + f_г) t + \cos 2\pi (f_0 - f_г) t].$$

Полученные колебания разностной частоты $f_0—f_г$ легко могут быть отделены от колебаний суммарной частоты при помощи фильтра или контура. При модулированном сигнале аналогичному преобразованию подвергается каждая спектральная составляющая сигнала, в результате чего весь спектр сигнала сдвигается в сторону более низких частот.

Линейное преобразование частоты называют двухсеточным преобразованием, поскольку в практических схемах ламповых преобразователей напряжение сигнала подают на одну, а напряжение гетеродина, меняющее крутизну лампы, на другую сетку.

ЛИТЕРАТУРА

Жеребцов И. П., Радиотехника, изд. 5, Связьиздат, 1963.

Изюмов Н. М, Линде Д. П., Основы радиотехники, изд. 2, изд-во «Энергия», 1965.

Хайкин С. Э., Электромагнитные колебания и волны, изд. 2, изд-во «Энергия», 1964.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

Промышленность выпускает большое количество различных по назначению и устройству электровакуумных (электронных и ионных) приборов, называемых в обиходе радиолампами или просто лампами. Однако наиболее широкое применение, особенно в радиолюбительской аппаратуре, находят всего несколько десятков типов ламп, преимущественно пальчиковой серии.

Не всегда можно очертить границы области применения того или иного электровакуумного прибора. Многие приборы с успехом могут быть использованы в различных схемах устройства и области их применения в значительной мере перекрываются. Кроме того, с появлением новых схемных решений становится возможным применение некоторых приборов в таких областях, где они ранее не использовались. Поэтому для правильного и рационального использования электровакуумных приборов необходимо не только представлять себе назначение выбранного прибора, но и хорошо знать особенности его работы.

4-1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И УСТРОЙСТВО ЛАМП

Электровакуумные приборы являются одним из основных элементов радиоэлектронной схемы. В отличие от других элементов схемы электрический ток в них обусловлен движением электронов в вакууме или движением ионов газа, заполняющего при низком давлении герметичную колбу.

Электроны представляют собой элементарные частицы с массой $m=9{,}11\cdot10^{-29}$ *г* и зарядом $e=-1{,}6\cdot10^{-19}$ *к*. Выйдя из катода, они под действием силы электрического поля движутся по направлению к положительно заряженному аноду. Эта особенность движения электронов в вакууме создает возможность управления током между катодом и анодом. Практически управление осуществляется путем изменения потенциала электродов (сетка, отклоняющие пластины и т. п.), помещаемых на пути движения электронов. Управлять движением электронов можно также и при помощи магнитного поля.

Виды электронной эмиссии

Для создания свободных электронов в электровакуумных приборах используются явления термоэлектронной эмиссии, внешнего фотоэффекта и вторичной электронной эмиссии.

Термоэлектронная эмиссия. При комнатной температуре только ничтожная часть самых быстрых электронов может выйти из металлического катода. Для того чтобы катод испускал большое количество электронов, последние должны получить дополнительную тепловую энергию, а этого можно добиться путем нагревания катода.

Достаточный для нормальной работы электровакуумного прибора электронный ток может быть получен только при нагревании его катода до высокой температуры. Для катода из вольфрама, например, эта температура должна быть 2 400—2 600° С, но если такой катод покрыть специальным оксидным слоем, то тот же эффект можно получить при нагревании катода до 1 000—1 100° С.

Фотоэлектронная эмиссия. Работа фотоэлектронных приборов основана на явлении фотоэлектронной эмиссии (фотоэффекта). Если на металлический полупрозрачный слой (фотокатод), нанесенный на стекло, направить свет, то из этого слоя фотоны света будут выбивать электроны. Для фотоэлектронной эмиссии характерны безынерционность процесса, пропорциональность (в ограниченных пределах) количества эмиттируемых электронов световому потоку и цветовая зависимость.

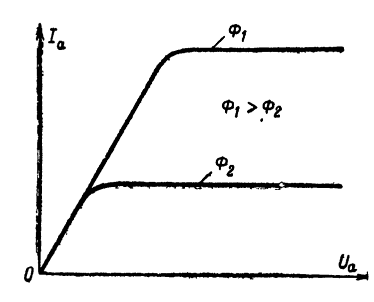


Рис. 4-1. Вольт-амперные характеристики фотоэлектронного прибора.

Для фотокатодов подбираются специальные материалы (щелочноземельные металлы). Зависимость анодного тока I_a фотоэлектронного прибора от анодного напряжения U_a (вольт-амперная характеристика) для различных световых потоков Φ показана на рис. 4-1. Как видно из этого рисунка, при определенных напряжениях на аноде ток I_a зависит только от величины светового потока.

Вторичная электронная эмиссия. Летящие из катода электроны, сталкиваясь с каким-либо металлическим электродом, могут выбить из последнего новые электроны, которые называются вторичными. Явление освобождения вторичных электронов из металла называется вторичной электронной эмиссией. При этом может передаваться значительно большая энергия, чем при термоэмиссии или фотоэмиссии.

Максимум вторичной эмиссии приходится на энергию первичных электронов около 200 *эв*. Величина вторичного тока определяется из соотношения $I_2=\sigma I_1$, где I_1 — первичный ток, а σ — коэффициент вторичной эмиссии, зависящий от материала и состояния электрода, о который ударяются первичные электроны. Для некоторых материалов (например, слой цезия на окиси серебра) σ составляет 8—10 вторичных электронов на один первичный электрон.

Электрический ток в газах

Если к электродам электровакуумного прибора, в котором находится газ под давлением 0,1—0,0001 *мм*

рт. ст, подвести электрическое напряжение, то под действием электрического поля через газ потечет электрический ток. Объясняется это тем, что в газе всегда имеется некоторое количество ионизированных атомов, которые будут двигаться по направлению электрического поля, образуя тем самым электрический ток.

Из показанной на рис. 4-2 вольт-амперной характеристики газоразрядного прибора видно, что при повышении напряжения U_a на его аноде ток I_a сначала (на участке *А—Б* характеристики) растет по линейному закону (тихий разряд). При напряжении зажигания (точка *Б* на характеристике) ионы газа на длине свободного пробега получают от электрического поля энергию, достаточную для ионизации нейтральных молекул газа при столкновении с ними. Наступает так называемый тлеющий разряд. Если цепь с газоразрядным прибором имеет какое-то сопротивление, то дальнейшее повышение напряжения не приводит к росту тока (участок *Б—В*). Область тлеющего разряда (и величина

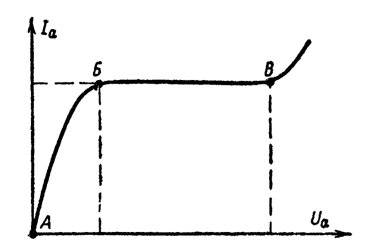


Рис. 4-2. Вольт-амперная характеристика газоразрядного прибора.

горизонтального участка характеристики) зависит от площади катода. Дальнейшее увеличение напряжения приводит к настолько большому повышению энергии ионов, что катод начинает разогреваться и испускать электроны, которые, ускоряясь под действием электрического поля, производят дополнительную ионизацию. Начинается дуговой разряд (точка *В* на характеристике).

Приемно-усилительные лампы

Электронная лампа представляет собой систему электродов (для создания потока электронов и управления им), помещенных в стеклянный, керамический или металлический баллон, из которого удален воздух.

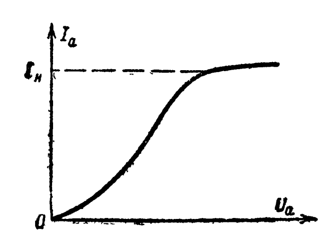


Рис. 4-3. Зависимость анодного тока лампы от напряжения на ее аноде.

Для получения термоэлектронной эмиссии в лампах используется способ нагревания катода электрическим током. По конструкциям катодов различают лампы прямого и косвенного накала. В первом случае нить накала выполняет одновременно функции эмиттера, т. е. катода. В лампах косвенного накала электрически изолированная нить нагревает трубчатый катод, покрытый окисью бария.

В отсутствии электрического поля электроны, выделяемые катодом лампы, создают вокруг него электронное облако, которое препятствует дальнейшему выходу электронов из нагретого катода. Если на анод лампы подать положительный потенциал, то через лампу будет проходить электрический ток, обусловленный движением электронов от катода к аноду. При увеличении напряжения на аноде все большая и большая часть электронного облака будет участвовать в проводимости лампы, увеличивая ее анодный ток, до тех пор, пока все электроны, эмиттируемые катодом, не будут попадать на анод (рис. 4-3). Максимальный анодный ток при этом называется током насыщения ($I_н$ на рис. 4-3).

По числу электродов электронные приборы делятся на диоды, триоды, тетроды, пентоды и многосеточные лампы. Простейшим из них является диод, состоящий из двух электродов (катода и анода). Диоды применяются для детектирования, выпрямления и ограничения переменных напряжений. Мощные диоды называются к е н о т р о н а м и и используются для выпрямления переменного тока. В триоде между катодом и анодом помещена сетка, в тетроде — две, а в пентоде — три сетки. Введенные на пути движения электронов от катода к аноду сетки позволяют управлять электронным потоком, т. е. анодным током лампы. Первая от катода сетка (управляющая) регулирует анодный ток путем изменения напряжения на ней. Вторая сетка (экранирующая), экранируя анод от управляющей сетки, исключает обратную связь анодной цепи на сеточную, так как существенно уменьшает проходную емкость (до тысячных долей пикофарады). Третья (защитная) обеспечивает возврат электронов, выбиваемых из анода первичными электронами.

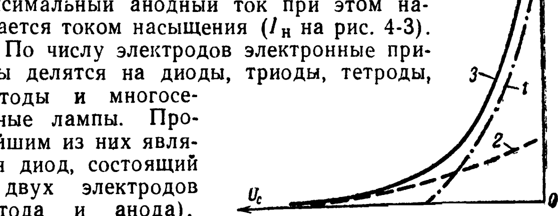


Рис. 4-4. Анодно-сеточные характеристики лампы, у которой управляющая сетка выполнена с переменным шагом.

Для автоматической регулировки усиления в радиоприемных устройствах выпускаются специальные лампы с удлиненной характеристикой. Конструктивно такая характеристика получается в результате применения управляющей сетки с переменным шагом. Большая часть этой сетки имеет малый шаг и, следовательно, малую проницаемость для анодного напряжения, а меньшая ее часть (один-два витка) — большой шаг и большую проницаемость. Характеристики для этих двух частей сетки показаны на рис 4-4. Здесь характеристика участка сетки с малым шагом обозначена цифрой *1*, а характеристика участка сетки с большим шагом и малой длиной цифрой *2*. Из-за большой проницаемости этого (второго) участка сетки характеристика *2* сдвинута далеко влево по сравнению с характеристикой *1*. Совместное действие обоих участков сетки приводит к анодно-сеточной характеристике *3*, которая характеризуется большой нелинейностью, т. е. сильной зависимостью крутизны от напряжения на сетке.

4-2. УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ ЛАМП

Приемно-усилительные лампы. Обозначение этих приборов состоит из четырех (иногда из пяти) элементов.

Первый элемент — число, указывающее округленное напряжение накала в вольтах.

Второй элемент обозначает тип прибора:
А — частотопреобразовательные лампы с двумя управляющими сетками;
Б — пентоды с одним или двумя диодами;
В — пентоды со вторичной эмиссией;
Г — диод-триоды;
Д — диоды;
Е — индикаторы настройки;
Ж — пентоды и лучевые тетроды с короткой характеристикой;
И — триод-гексоды и триод-гептоды;
К — пентоды и лучевые тетроды с удлиненной характеристикой;
Н — двойные триоды;
П — выходные пентоды и лучевые тетроды;
Р — двойные тетроды и пентоды;
С — триоды;
Ф — триод-пентоды;
Х — двойные диоды;
Ц — кенотроны;
Э — тетроды.

Третий элемент — число указывает порядковый номер прибора.

Четвертый элемент — буква, обозначающая конструктивные особенности лампы (баллон, оболочка):
С — стеклянная оболочка;
К — керамическая оболочка;
Ж — типа «жёлудь»;
П — миниатюрные диаметром 19 и 22,5 *мм*;
Г — сверхминиатюрные диаметром больше 10 *мм*;
Б — сверхминиатюрные диаметром 10 *мм*;
Р — сверхминиатюрные диаметром 4 *мм*;
А — сверхминиатюрные диаметром 6 *мм*;
Л — с замком в ключе;
Д — с дисковыми впаями.

В некоторых случаях в обозначения вводится и пятый элемент, характеризующий надежность и долговечность лампы:
В — лампы повышенной механической прочности и надежности, имеющие при испытаниях в течение 500 *ч* процент годности не менее 98%;
Е — лампы долговечные, продолжительность испытаний которых составляет 3 000—10 000 *ч*;
И — лампы, предназначенные для импульсной работы;
К — лампы высокой виброустойчивости.

Тиратроны. Первый элемент обозначения — буква Т (тиратрон). Второй элемент — наполнение: Г — газовое (аргон, гелий, ксенон, криптон или их смесь); Р — ртутное. Третий элемент — порядковый номер типа прибора. Четвертый элемент — наибольший средний анодный ток в амперах. Пятый элемент — наибольшая амплитуда обратного напряжения в киловольтах.

Например, обозначение ТГ1-0,02/0,5 расшифровывается так: тиратрон с газовым наполнением, наибольшим средним анодным током 0,02 *а* наибольшей амплитудой обратного напряжения 0,5 *кв*.

Тиратроны с холодным катодом обозначаются буквами ТХ (тиратрон холодный). Дальше следует цифра, означающая порядковый номер прибора, а за ней буква, обозначающая габариты тиратрона.

Например, обозначение ТХ7Г расшифровывается так: тиратрон с холодным катодом, сверхминиатюрный диаметром больше 10 *мм*.

Импульсные тиратроны содержат в обозначении букву И, а также косую дробь, обозначающую наибольший анодный ток в импульсе в амперах и наибольшую амплитуду прямого напряжения в киловольтах.

Например, обозначение ТГИ1-3/1 расшифровывается так: импульсный тиратрон с наибольшим током анода в импульсе 3 *а* и наибольшей амплитудой прямого напряжения 1 *кв*.

Стабилитроны содержат в обозначении буквы СГ (стабилитрон газовый). Далее следует порядковый номер прибора, затем буква, обозначающая материал баллона или габариты (так же, как и для приемно-усилительных ламп). Например, прибор типа СГ15П — миниатюрный стабилитрон, а СГ305К — стабилитрон в металлокерамическом оформлении.

Декатроны обозначаются буквами ОГ, после которых следует цифра, обозначающая порядковый номер.

Лампы цифровой индикации обозначаются буквами ИН и цифрой, указывающей порядковый номер прибора. Например, прибор типа ИН-1 — газоразрядная лампа цифровой индикации.

Газоразрядные коммутаторы обозначаются буквой А с последующей трехзначной цифрой (например, А101).

Счетчики элементарных частиц обозначаются буквами СИ (счетчик излучений). Затем следует цифра, указывающая порядковый номер прибора. Далее идут буквы, обозначающие характер излучения, регистрируемого счетчиком:
А — счетчики альфа-частиц;
Б — счетчики бета-частиц;
БГ — счетчики жесткого бета- и гамма-излучения;
Н — счетчики нейтронов;
Р — счетчики рентгеновского излучения;
Ф — счетчики мягкого гамма-излучения.

Например, обозначение СИ1БГ расшифровывается так: счетчик бета- и гамма-излучений большой энергии.

Осциллографические электронно-лучевые трубки и кинескопы. Обозначение этих приборов начинается числом, указывающим диаметр или длину диагонали экрана в сантиметрах. Далее идут буквы ЛО для осциллографических трубок и кинескопов с электростатическим отклонением луча, ЛМ — для осциллографических трубок с электромагнитным отклонением луча или ЛК — для кинескопов. Затем следует порядковый номер прибора и буква, обозначающая цвет свечения экрана и время его послесвечения:
А — синий, короткое;
Б — белый, короткое и среднее;
В — белый, длительное;
Г — фиолетовый, очень длительное;
Д — голубой, длительное;
Е — оранжевый, голубой, длительное;
Ж — голубовато-зеленый, очень короткое;
И — зеленый, среднее;
К — розовый, длительное;
Л — синевато-фиолетовый, очень короткое;
М — голубой, короткое;
П — красный, среднее;
Р — фиолетово-синий, среднее;
С — оранжевый, длительное;
Т — желтовато-зеленый, очень короткое;
У — светло-зеленый, короткое;
Ц — синий, зеленый, красный, короткое, среднее, среднее.

Например, обозначение 13ЛО3И расшифровывается так: осциллографическая трубка с электростатическим отклонением, диаметром экрана 13 *см*, зеленым цветом свечения экрана, со средним послесвечением.

Фотоэлементы и фотоэлектронные умножители. Обозначение этих приборов начинается с буквы Ф (для фотоэлементов) или с букв ФЭУ (для фотоэлектронных умножителей), далее идет число, указывающее порядковый номер прибора, затем может стоять буква А или Б, характеризующие разновидность прибора (например, Ф-3 — вакуумный фотоэлемент, а ФЭУ-13А — фотоэлектронный умножитель для телевизионной аппаратуры).

Стабилизаторы тока (бареттеры). Сначала идет число, указывающее номинальный стабилизируемый ток в амперах, затем следует буква Б (бареттер), а после нее две цифры, обозначающие напряжение начала и конца стабилизации. Например, обозначение 0,24Б12-18 расшифровывается так: бареттер, стабилизирующий ток 0,24 *а* в пределах 12—18 *в*.

4-3. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ЛАМП

Характеристики ламп

Все электровакуумные приборы относятся к нелинейным электрическим элементам, т. е. зависимость тока I, текущего через такой прибор, от напряжения U, приложенного к нему, или, иначе, его вольт-амперная характеристика выражается не прямой линией, а имеет более сложный характер. Так, например, нелинейность вольт-амперной характеристики простейшего нелинейного элемента — диода (рис. 4-5) объясняется наличием пространственного заряда (область *I*) и насыщением (область *II*).

Более сложными нелинейными элементами являются многоэлектродные лампы. Для полной характеристики такой лампы необходимо знать зависимость тока от напряжения на всех ее электродах одновременно, а это графически выразить очень сложно. Поэтому строят зависимость тока от напряжения на каком-либо электроде при различных постоянных напряжениях на других электродах. Эти зависимости называются семейством вольт-амперных характеристик.

У триода, например, ток анода зависит как от напряжения анода, так и от напряжения сетки. Поэтому для него возможны два семейства вольт-амперных характеристик: семейство анодных характеристик, выражающих зависимость тока анода $I_а$ от напряжения анода $U_а$ при различных постоянных напряжениях на управляющей сетке $U_с$ (рис. 4-6), и семейство анодно-сеточных характеристик, выражающих зависимость тока анода $I_а$ от напряжения на управляющей сетке $U_с$ при различных постоянных напряжениях на аноде $U_а$ (рис. 4-7).

Можно заметить, что каждая анодная характеристика триода подобна вольт-амперной характеристике диода, которая почти параллельно смещается вправо по мере увеличения отрицательного напряжения на управляющей сетке. Объясняется это тем, что в обоих случаях имеются две области работы лампы: область пространственного заряда и область насыщения. Отличие заключается только в том, что в триоде на поток электронов воздействует суммарное поле анода и сетки, сдвигающее анодные характеристики вправо при увеличении отрицательного напряжения на сетке.

Анодно-сеточные характеристики триода также подобны вольт-амперной характеристике диода и сдвигаются влево при увеличении анодного напряжения.

По семейству анодных характеристик триода можно построить графически его анодно-сеточные характеристики. Пусть, например, по анодным характеристикам на рис. 4-8 надо построить анодно-сеточную характери-

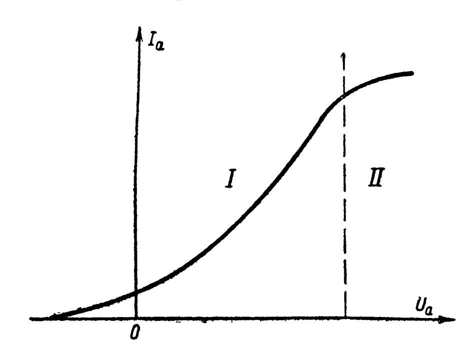


Рис. 4-5. Вольт-амперная характеристика диода.

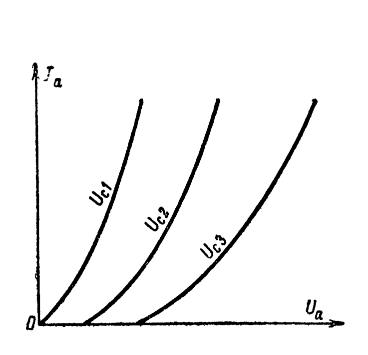


Рис. 4-6. Семейство анодных характеристик триода.

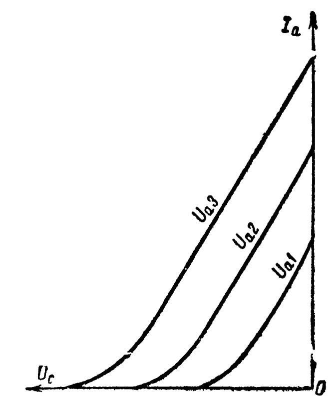


Рис. 4-7. Семейство анодно-сеточных характеристик триода.

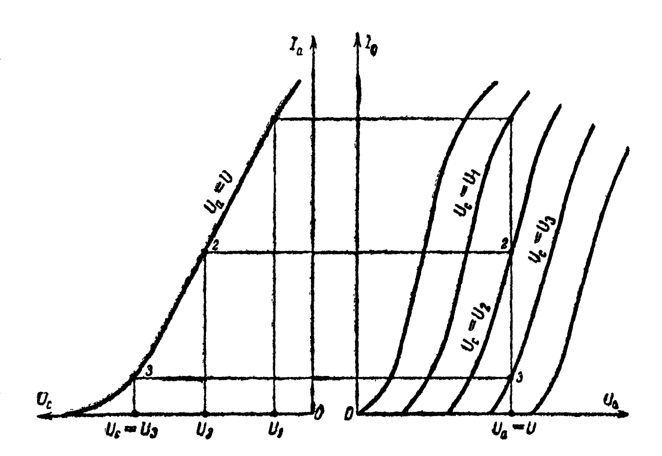


Рис. 4-8. Пример построения анодно-сеточной характеристики по анодным характеристикам триода.

стику для какого-то анодного напряжения $U_а = U$. Для этого на семействе анодных характеристик проводят вертикальную линию из точки $U_а = U$. Эта линия пересечет анодные характеристики в точках *1*, *2* и *3*, которые соответствуют значениям анодного тока $I_а$ при различных напряжениях на сетке $U_с$. Эти значения откладывают затем в координатах, начерченных слева, и по полученным точкам *1*, *2* и *3* строят кривую, представляющую собой анодно-сеточную характеристику для данного анодного напряжения *U*. Проделав такое же построение для других анодных напряжений, получают семейство анодно-сеточных характеристик.

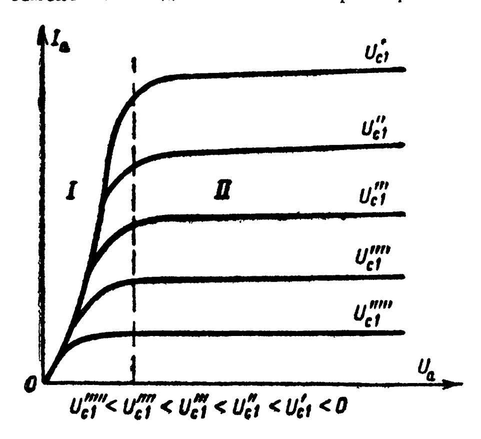


Рис. 4-9. Анодные характеристики пентода.

Аналогичным образом можно построить и анодные характеристики по известным анодно-сеточным характеристикам.

У пентодов анодный ток зависит от трех напряжений: анодного, сеточного и экранного. Поэтому для пентода возможны три семейства характеристик: анодные, анодно-сеточные и сеточно-анодные (по экранирующей сетке).

Анодно-сеточные характеристики пентодов подобны триодным, тогда как анодные характеристики пентодов (рис. 4-9) по форме существенно отличаются от анодных характеристик триодов. Это связано с тем обстоятельством, что катодный ток в пентоде почти не зависит от величины анодного напряжения из-за сильной экранировки, а определяется суммарной величиной сеточного и экранного напряжений. При напряжениях на аноде, меньших экранного (область *I* на рис. 4-9), экранный ток больше анодного, так как экранирующая сетка не только перехватывает электроны, но и возвращает те из них, которые уже пролетели в анодное пространство. Когда же напряжение на аноде становится больше экранного напряжения, возврат электронов на экранирующую сетку прекращается и экранный ток образуется только за счет чистого перехвата. Величина этого тока почти не зависит от анодного напряжения, а определяется конструкцией пентода. Этим объясняется пологий характер анодных характеристик в области *II*.

Параметры ламп

Основными, общими для приемно-усилительных и генераторных ламп параметрами, характеризующими их свойства, являются крутизна характеристики, внутреннее сопротивление и коэффициент усиления.

Крутизна характеристик

$$S = \frac{\Delta I_а}{\Delta U_с},$$

т. е. равна отношению изменения анодного тока $\Delta I_а$ (в миллиамперах) к вызвавшему его изменению напряжения управляющей сетки $\Delta U_с$ (в вольтах) при неизменных напряжениях остальных электродов лампы.

Внутреннее сопротивление (в омах):

$$R_i = \frac{\Delta U_а}{\Delta I_а},$$

т. е. равно отношению изменения анодного напряжения $\Delta U_а$ (в вольтах) к соответствующему изменению анодного тока $\Delta I_а$ (в амперах) при неизменных напряжениях других электродов лампы.

Коэффициент усиления

$$\mu = \frac{\Delta U_а}{\Delta U_с},$$

т. е. равен отношению изменения анодного напряжения $\Delta U_а$ и напряжения управляющей сетки $\Delta U_с$, вызывающих одинаковые изменения анодного тока при неизменных напряжениях остальных электродов.

Эти три основных параметра можно определить графическим путем по анодно-сеточным (рис. 4-10, *а*) или по анодным (рис. 4-10, *б*) характеристикам электронной лампы.

Характеристики ламп одной и той же группы (например, двойных триодов) могут значительно различаться по крутизне, внутреннему сопротивлению и коэффициенту усиления (рис. 4-11). Чем больше крутизна лампы, тем более круче ее анодно-сеточная характеристика (6Н1П и 6Н6П на рис. 4-11). Характеристики ламп с большим коэффициентом усиления сильно сдвинуты вправо (6Н7С и 6Н1П на рис. 4-11). У более мощных ламп (6Н5П и 6Н6П), которые должны иметь значительный перепад анодного тока, анодно-сеточные характеристики сильно сдвинуты влево.

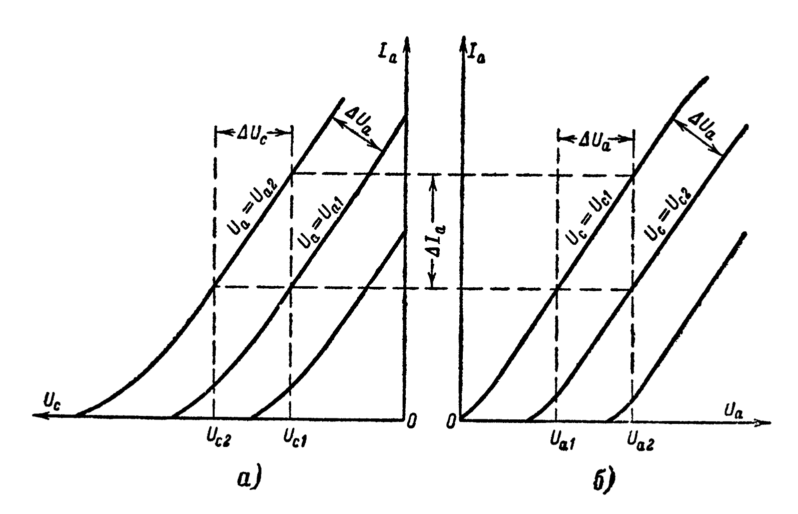
Помимо основных параметров, отдельные группы электронных ламп в соответствии с их назначением характеризуются еще специальными параметрами.

Для оценки, например, усилительных свойств лампы на высоких частотах важное значение имеют показатели проходной, входной и выходной междуэлектродных емкостей. Эти показатели позволяют определить коэффициент широкополосности (отношение крутизны к сумме входной и выходной емкостей лампы) и входное сопротивление лампы.

Для частотопреобразовательной лампы важным параметром является крутизна преобразования, показывающая значение тока промежуточной частоты, создаваемого напряжением сигнала.

Уровень шумов усилительной лампы оценивается величиной эквивалентного сопротивления шумов (сопротивление, на концах которого при комнатной температуре создается напряжение шумов, равное напряжению шумов лампы, пересчитанному в цепь сетки).

Одним из важнейших параметров кенотронов является амплитуда обратного напряжения (амплитуда напряжения между катодом и анодом при появлении на катоде более высокого потенциала относительно анода).



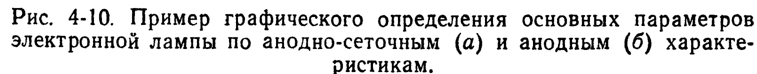


Рис. 4-10. Пример графического определения основных параметров электронной лампы по анодно-сеточным (*а*) и анодным (*б*) характеристикам.

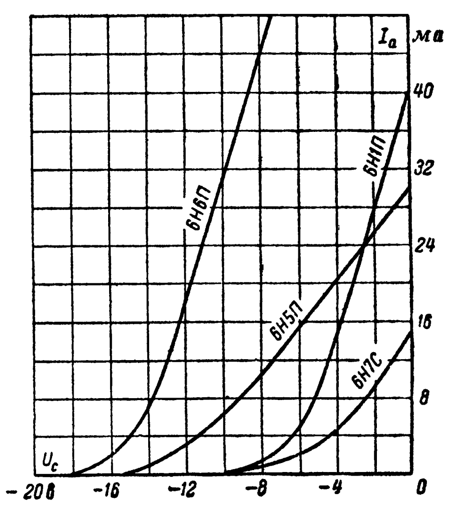


Рис. 4-11. Сравнительные анодно-сеточные характеристики двойных триодов различного типа.

4-4. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРИМЕНЕНИЮ ЛАМП

Наиболее широкое применение находят в настоящее время лампы пальчиковой (миниатюрной) серии, которые в маломощных приемно-усилительных устройствах повсеместно вытесняют лампы стеклянной серии С, что объясняется их малыми габаритами и более лучшими электрическими характеристиками.

В малогабаритной сетевой аппаратуре применяют лампы сверхминиатюрных серий А, Б, Г, Р с шестивольтовым подогревным катодом, а в батарейной аппаратуре используют экономичные лампы прямого накала миниатюрной (пальчиковой) и сверхминиатюрной серии. Следует, однако, отметить, что в связи с бурным развитием полупроводниковой электроники применение этих ламп становится все более ограниченным, так как они с успехом заменяются транзисторами.

В приемно-усилительной и телевизионной аппаратуре всегда желательно идти по пути сокращения как типов применяемых ламп, так и их числа путем применения комбинированных ламп и даже многократного их использования. Часто также, особенно в радиолюбительской практике, возникает необходимость в замене одних ламп другими и в использовании ламп не по их прямому назначению. При этом необходимо учитывать следующее.

Многоэлектродные лампы могут заменить лампы с меньшим числом электродов. Триоды, например, можно использовать как диоды, а пентоды как триоды и диоды путем соединения сеток с анодом. При этом характеристики и параметры этих ламп во многом будут отличаться от их номинальных характеристик и параметров.

Лампы с большим частотным диапазоном можно использовать в низкочастотных схемах. Например, широкополосные импульсные лампы типа 6Ж20П могут работать в низкочастотных усилителях. Маломощные лампы можно заменять более мощными, если не считаться, конечно, с экономичностью устройства, в котором они работают.

Применяя лампы в различных схемах, нужно соблюдать некоторые общие положения, чтобы предотвратить преждевременный выход их из строя.

Необходимо, прежде всего, придерживаться рекомендованного рабочего режима. Срок службы лампы сильно зависит от стабильности напряжения накала. Он резко сокращается при повышенных напряжениях. Напряжение между катодом и нитью накала не должно превышать предельного.

Из-за наличия в лампе ионного тока сетки сопротивление ее утечки не должно быть большим, особенно для ламп с большой крутизной. В этих лампах возникновение незначительного ионного тока в цепи сетки может привести к повышению напряжения на ней, а следовательно, и к возрастанию анодного тока. Последний в свою очередь еще более увеличит ионный ток. Этот процесс при больших сеточных сопротивлениях может нарастать лавинообразно, что приводит к выходу лампы из строя.

В аппаратуре, к которой предъявляются повышенные требования в отношении надежности, рекомендуется ставить специальные лампы серии В (лампы повышенной надежности и механической прочности) и серии Е (лампы повышенной долговечности). Если обычные лампы имеют средний срок службы 500—1 000 *ч*, то лампы серии Е обладают долговечностью до 5 000—10 000 *ч*. При определении долговечности критерием обычно служит уменьшение крутизны лампы на 30—40% от первоначального значения или уменьшение выходной мощности на 30—40% от номинального значения.

Параметры и характеристики ламп с индексами В, Е, И, К совпадают с характеристиками и параметрами аналогичных ламп без указанных индексов.

Лампы для выпрямителей

Выпрямители для приемно-усилительных и телевизионных устройств, как правило, строятся по двухполупериодной схеме. Поэтому для них выпускаются **двуханодные кенотроны** (так называются выпрямительные лампы, предназначенные для выпрямления пе-

ременного тока). В таких выпрямителях чаще всего применяют кенотроны типов 5Ц3С, 5Ц4С и 6Ц4П.

В выпрямителях для питания кинескопов и осциллографических трубок используются одноанодные высоковольтные кенотроны (1Ц1С, 1Ц11П и др.).

Для выпрямления больших токов (более 0,5—1 *а*) применяют газотроны и тиратроны.

Следует отметить, что в настоящее время для выпрямления переменного тока вместо кенотронов и других электровакуумных выпрямительных приборов широко применяют полупроводниковые приборы.

Лампы для стабилизаторов напряжения и тока

В качестве проходных ламп в электронных стабилизаторах обычно используются сильноточные одинарные или двойные триоды с малым внутренним сопротивлением (6С18С, 6С19П, 6С33С, 6Н5С, 6Н13С и др.). Для маломощных электронных стабилизаторов с повышенным коэффициентом стабилизации используют лучевые тетроды типов 6П1П, 6П3С и 6П14П.

Наряду с максимальным анодным током и напряжением важным параметром проходных ламп является максимально допустимое напряжение (225—300 *в*) между катодом и подогревателем. На этот параметр следует обращать внимание при питании проходной лампы стабилизатора от общего накального источника.

Для высоковольтных электронных стабилизаторов выпускаются высоковольтные проходные триоды типов 6С20С, 6С39С и 6С40П, способные выдерживать большие анодные напряжения (20—30 *кв*).

Для создания опорного напряжения в электронных стабилизаторах приемно-усилительной и телевизионной аппаратуры обычно используются стабилитроны тлеющего разряда (СГ1П, СГ2П, СГ2С, СГ3С, СГ4С и др.). Для высоковольтных стабилизаторов выпускаются стабилитроны коронного разряда (СГ301С, СГ302С и др.).

Применяя стабилитроны в аппаратуре, где требуется большая стабильность источников питания (например, в некоторой измерительной аппаратуре, в прецизионных приборах, в электрометрических усилителях, усилителях постоянного тока, в низкошумящих усилителях и т. п.), следует учитывать временный уход напряжения, присущий стабилитронам. Особенно сильно это сказывается в первые 200—300 *ч* работы. Поэтому в такой аппаратуре необходима предварительная тренировка стабилитронов. После тренировки стабилитрон может работать до 1 000 *ч*.

Следует также учитывать, что стабилитронам присущи мгновенные скачкообразные изменения напряжения и температурная зависимость напряжения стабилизации. Температурный коэффициент стабилитронов отрицательный. Он сильно меняется от лампы к лампе и в среднем равен 0,2 *мв* на 1° С.

Важным параметром, который следует учитывать при использовании стабилитронов, является сопротивление переменному току частотой 50 *гц*. От этого сопротивления зависит напряжение пульсации на выходе стабилизатора. Обычно значение этого сопротивления лежит в пределах 60—300 *ом*.

Для стабилизации постоянного и переменного тока в цепях низкого напряжения находят применение бареттеры (0,3Б17-35, СТ2С, СТ3П и др.), которые выполняются на токи от 250—1 000 *ма*.

Электрометрические лампы

Лампы, предназначенные для усиления слабых токов — электрометрические лампы (1Э1П, ЭМ4, ЭМ7 и др.), как по конструкции, так и по электрическому режиму существенно отличаются от обычных приемно-усилительных ламп. Важным параметром электрометрических ламп, характеризующим их способность усиливать слабые токи, является сеточный ток лампы, который должен быть значительно меньше ($0,5 \cdot 10^{-8}$—$8 \cdot 10^{-8}$ *мка*), чем в обычных лампах.

Для уменьшения тока положительных ионов, термоэлектронной и фотоэлектронной эмиссии управляющей сетки в электрометрические лампы вводится катодная сетка, на которую подают положительный потенциал по отношению к катоду. Для этого же уменьшают напряжение накала, чтобы снизить рабочую температуру катода. Электроды и баллон электрометрической лампы изготавливаются из специальных материалов. Вывод управляющей сетки этой лампы размещают возможно дальше от всех остальных ее электродов.

В электрометрических схемах иногда можно применять и обычные лампы при пониженных режимах питания, например пентоды, защитную (третью от катода) сетку которых используют как управляющую, а экранирующую (вторую от катода) сетку как катодную. Хорошие результаты в электрометрическом режиме дают лампы 6Ж1Ж и 6Ж1П.

При эксплуатации электрометрических ламп следует иметь в виду, что их характеристики, особенно сеточный ток, сильно меняются от образца к образцу и значительно улучшаются после предварительной тренировки.

Лампы для усилителей постоянного тока

Для усиления постоянного напряжения (тока) используются обычные приемно-усилительные высокочастотные и низкочастотные лампы. Основные требования, предъявленные к лампам, работающим в усилителях постоянного тока — большой коэффициент усиления, стабильность усиления, временная стабильность. Этим требованиям удовлетворяют, например, двойные триоды с большим статическим коэффициентом усиления (6Н2П, 6Н9С, 6Н17Б и др.), а также пентоды с большой крутизной (6Ж1Б, 6Ж10Б, 6Ж33А, 6Ж1П, 6Ж3П, 6Ж4П, 6Ж5П, 6Ж9Б, 6Ж9П и др.).

Для первых каскадов усилителей целесообразно использовать лампы с малым шумом мерцания, которому подвержены лампы с оксидным катодом из-за беспорядочного изменения эмиссии отдельных участков катода, а также из-за флюктуации сопротивления эмиттерного слоя катода. В усилителях постоянного тока это может проявляться в медленном изменении тока эмиссии катода, что приводит к соответствующему медленному дрейфу нуля усилителя. Следует иметь в виду, что при старении лампы шум мерцания, а соответственно и дрейф сильно возрастают вследствие увеличения сопротивления промежуточного слоя катода.

Большое влияние на стабильность нуля усилителя постоянного тока имеет испарение оксидного слоя катода, что приводит к изменению контактной разности потенциалов между сеткой и катодом. Среднее временное смещение характеристик может достигать 0,3—0,1 *мв/ч*.

Для уменьшения дрейфа полезно перед установкой ламп в усилитель провести их тренировку в течение 50—100 *ч*, повышая и понижая при этом несколько раз напряжение накала. Дрейф ламп в сильной мере зависит от технологии их изготовления, поэтому лампы для усилителей предварительно отбираются.

Так как выходные каскады усилителей постоянного напряжения (тока) строятся по балансной схеме, то для них целесообразно применять двойные триоды типов 6Н1П, 6Н3П, 6Н4П, 6Н5П, 6Н6П и др., в зависимости от требуемой величины выходного тока.

Лампы для усилителей низкой частоты

Для предварительных каскадов усилителей низкой частоты можно применять довольно большую группу ламп. Так как в звуковом диапазоне сравнительно легко получить необходимую полосу частот, то лучше всего выбирать лампы, дающие большое усиление на каскад. Поэтому чаще всего используются двойные триоды с большим коэффициентом усиления (6Н1П, 6Н2П, 6Н17Б, 6Н21Б и др.) и пентоды с большой крутизной (6Ж1П, 6Ж2П, 6Ж5П и др.).

Входной каскад многокаскадного усилителя низкой частоты рекомендуется выполнять на лампе с наименьшим значением эквивалентного сопротивления внутриламповых шумов (200—400 *ом*). Для этого подходят, например, лампы типов 6Н23П, 6Н24П, 6Ж32П и др. В этих каскадах полезно иногда применять специальные лампы серии К с низкими вибрационными шумами.

В радиовещательных приемниках для сокращения общего количества ламп применяют комбинированные лампы (например, диод-триоды 6Г3П и диод-пентоды 1Б1П).

Выбор ламп для выходных каскадов приемно-усилительных устройств ограничен специальными типами выходных тетродов (лучевых тетродов) и пентодов (2П1П, 6П1П, 6П3С, 6П6С, 6П14П, 6П18П, 6П33П). Основным показателем этих ламп является максимальная отдача мощности (2—5 *вт*) при минимальных нелинейных искажениях (6—14%).

В более мощных выходных каскадах усилителя низкой частоты можно использовать генераторные лампы типов ГУ-13, ГУ-15 и ГУ-50.

Лампы для усиления колебаний высокой частоты

Лампы, работающие в каскадах усиления напряжения высокой частоты, должны иметь малые междуэлектродные емкости (особенно проходную емкость), большое входное сопротивление и большую крутизну, а лампы, работающие в диапазоне сверхвысоких частот, кроме того, еще и малое время пролета и незначительные индуктивности вводов.

Чем меньше входная и выходная емкости лампы, тем более высокочастотный контур может быть включен в схему, тем выше может быть частота усиливаемых лампой колебаний. Проходная емкость определяет устойчивость усилительного каскада, так как через нее на управляющую сетку лампы воздействует обратная связь, которая при больших коэффициентах усиления каскада приводит к его возбуждению. Чем меньше эта емкость, тем на более высоких частотах может работать лампа без опасности возбуждения.

Для усиления частот до 50 *Мгц* применяются преимущественно высокочастотные пентоды пальчиковой серии с большой крутизной характеристики (6Ж1П, 6Ж4П, 6Ж5П и др.). На этих частотах индуктивности вводов и время пролета электронов еще не имеют существенного значения и усилительные свойства лампы определяются отношением ее крутизны характеристики к междуэлектродным емкостям. В схемах с автоматическим регулированием усиления применяют высокочастотные пентоды с удлиненной характеристикой (1К1П, 6К1П, 6К4П, 6К8П).

С переходом на более высокие частоты (50—500 *Мгц*) требования к лампам в отношении междуэлектродных емкостей, крутизны характеристики индуктивности вводов и входного сопротивления повышаются. На этих частотах, кроме того, уже начинает сказываться и время пролета электронов. Для работы в этом диапазоне раньше широко применялись специальные лампы типа «жёлудь» (6Ж1Ж, 6К1Ж), заменяемые теперь более совершенными пальчиковыми лампами (6Ж9П, 6Ж11П, 6Ж20П и др.).

На частотах выше 500 *Мгц* пальчиковые лампы становятся непригодными из-за сильного возрастания высокочастотных потерь в изоляторах (диэлектрические потери), электродах и их вводах. Время пролета у пентодов уже становится сравнимым с периодом усиливаемых колебаний. Недопустимо большими становятся и внутриламповые шумы.

По этим причинам на этих частотах применяют специальные триоды с дисковыми выводами (6С9Д, 6С11К, 6С36К). Дисковые триоды имеют очень малые междуэлектродные расстояния (десятые доли миллиметра), незначительные индуктивности выводов и достаточно высокую крутизну характеристики. Дисковые выводы этих триодов рассчитаны на непосредственное подключение коаксиальных линий или объемных резонаторов.

Для усиления колебаний сверхвысоких частот были созданы новые электронные приборы (магнетроны, клистроны, лампы бегущей и обратной волны), принцип действия которых не только не ограничивается временем пролета, а, наоборот, время пролета играет в них положительную роль. Эти приборы позволили существенно расширить частотный диапазон в сторону сантиметровых, миллиметровых и субмиллиметровых волн.

Лампы для широкополосных усилителей

Эти лампы должны обладать возможно большим коэффициентом широкополосности, т. е. иметь небольшие значения входной и выходной емкости при большой крутизне характеристики. Лампы, работающие в первых каскадах усилителя, должны, кроме того, иметь небольшой уровень шумов.

Повышение крутизны лампы, а тем самым и коэффициента ее широкополосности достигается различными способами.

Первый способ — уменьшение расстояния между управляющей сеткой и катодом лампы. Этот путь технологически труден, так как при малых расстояниях приходится для сеток брать очень тонкие проволоки. Кроме того, это приводит и к повышению входной емкости лампы. Так, например, у современных ламп с мелкоструктурной сеткой типа 6Ж9П, 6Ж11П, 6Э5П расстояние между сеткой и катодом доведено до 40—50 *мк* при диаметре проволоки сетки 8—10 *мк*. Эти лампы имеют значительную крутизну (30 *ма/в* у лампы 6Э5П), но входная их емкость также велика (15 *пф* у лампы 6Э5П).

Второй способ повышения крутизны — применение катодной сетки. От обычных пентодов такие лампы (6Ж20П, 6Ж21П, 6Ж22П) отличаются тем, что у них между управляющей сеткой и катодом помещена дополнительная сетка, на которую подается небольшой положительный потенциал (5—13 *в*). Электроны, вылетающие из катода, ускоряются положительным напряжением катодной сетки, часть из них попадает на эту сетку, а другая часть пролетает в пространство между управляющей и катодной сетками. Так как потенциал управляющей сетки отрицателен, то электроны тормозятся и часть из них возвращается на катодную сетку. Другая же часть собирается вблизи управляющей сетки, образуя пространственный заряд. Это электронное облако и является фактически источником электронов, т. е. катодом. Чтобы подчеркнуть отличие от реального катода, его называют виртуальным (фиктивным) катодом. Благодаря очень малому расстоянию виртуального ка-

тода от управляющей сетки последняя очень эффективно может воздействовать на электронное облако, поэтому крутизна по управляющей сетке может быть большой. В то же время катодная сетка осуществляет экранирование управляющей сетки от катода, что снижает входную емкость лампы.

Сравнение лампы с катодной сеткой 6Ж22П и лампы с мелкоструктурной сеткой 6Э5П показывает, что при одной и той же крутизне 30 *ма/в* лампа с катодной сеткой 6Ж22П имеет почти в 2 раза меньшую входную емкость (8,5 *пф*). По этим причинам лампы с катодной сеткой находят все большее применение в широкополосных усилителях.

Третий путь повышения крутизны — использование вторичной электронной эмиссии. Пентоды со вторичной эмиссией (6В1П, 6В2П) отличаются от обычных пентодов наличием дополнительного электрода — динода, который располагается в пространстве между анодом и третьей сеткой. Динод изготавливается из материала с большим коэффициентом вторичной эмиссии. Лампа имеет такую конструкцию, которая позволяет большую часть потока электронов, прошедших управляющую и экранирующую сетки, направить на динод. Вторичные электроны, вылетающие с динода, под действием более высокого анодного напряжения попадают на анод, образуя анодный ток. Так как коэффициент вторичной эмиссии динода больше единицы, то анодный ток может быть значительно больше первичного катодного тока, а тем самым и крутизна пентода со вторичной эмиссией может быть очень большой (200 *ма/в* у лампы 6В2П). Такой путь увеличения крутизны не приводит к повышению входной емкости (междуэлектродные емкости остаются такими же, как и у обычных пентодов).

Лампы со вторичной эмиссией получили особенное распространение в наносекундной импульсной технике. Недостатком этих ламп следует считать малый срок службы, а также недостаточную стабильность усилительных параметров.

В оконечных каскадах широкополосных усилителей, выполняемых часто по схеме катодных повторителей, применяют лампы с большой крутизной и с большим катодным током (6Н6П, 6Н19П, 6Э5П, 6П9).

Лампы для преобразования частоты

Основное требование, предъявляемое к частотопреобразовательным лампам, — большая крутизна преобразования в данном частотном диапазоне.

В диапазонах длинных, средних и коротких волн радиоприемных устройств широко применяются специальные многосеточные и комбинированные лампы: гептоды (1А1П, 1А2П, 6А2П, 6А4П), триод-гексоды (1И2П) и триод-гиптоды (6И2П). Многосеточные частотопреобразовательные лампы обладают рядом достоинств, главным из которых являются уменьшение общего количества ламп в приемном устройстве благодаря совмещению в одной лампе функций гетеродина и смесителя, а также относительно большой коэффициент преобразования. Как и высокочастотные, частотопреобразовательные лампы должны иметь малые значения междуэлектродных емкостей. В этом отношении гептоды благодаря наличию у них защитной сетки несколько лучше гексодов.

В диапазоне ультракоротких волн многосеточные частотопреобразовательные лампы не применяются из-за большого уровня внутриламповых шумов. В этом диапазоне частот применяют главным образом односеточные пентодные смесители (на лампах 6Ж1Б, 6Ж1П, 6Ж2П, 6К4П), в которых напряжение сигнала и напряжение гетеродина подводится к одной сетке. Функции гетеродина в этом случае выполняет отдельная лампа (триод). Широкое применение находят также триод-пентоды, позволяющие сократить общее количество ламп в приемном устройстве.

С переходом на более высокие частоты применение пентодных смесителей нецелесообразно из-за высокого уровня внутриламповых шумов. Поэтому на частотах 100—1 000 *Мгц* в основном применяются односеточные смесители на сверхвысокочастотных триодах.

На еще более высоких частотах в качестве смесительных приборов применяются только сверхвысокочастотные диоды (6Д3Д, 6Д13Д, 6Д15Д), обладающие низким уровнем шума и относительно высоким входным сопротивлением.

Лампы для детектирования

Для детектирования высокочастотных колебаний наибольшее применение находят диодные детекторы. В диапазонах длинных, средних, коротких и ультракоротких волн используют для этого двойные диоды (6Х2П), диод-триоды (6Г3П), диод-пентоды (1Б1П, 1Б2П, 6Б2П).

На более высоких частотах используют специальные сверхвысокочастотные диоды (6Д3Д, 6Д6А, 6Д13Д, 6Д15Д).

Лампы для маломощных генераторов

При использовании ламп в схемах генераторов колебаний высокой частоты следует учитывать, что необходимая положительная обратная связь на данной частоте, осуществляемая помимо проходной емкости, всегда может быть более сильной, чем паразитная обратная связь. Этим объясняется гораздо меньшее влияние проходной емкости в генераторах по сравнению с усилителями.

Предельная частота генератора ограничивается входной и выходной емкостями лампы, которые оказываются подключенными параллельно контуру генератора и не позволяют применить очень высокочастотный контур. На сверхвысоких частотах существенное влияние оказывает время пролета электронов, которое и ограничивает максимально возможную частоту генерации.

Для генерирования колебаний низких и высоких частот можно применять многие низкочастотные лампы, а для генерирования сверхвысоких частот используют в основном сверхвысокочастотные триоды с дисковыми выводами (6С9Д, 6С11К, 6С36К), включаемые по схеме с общей сеткой.

При выборе лампы для генератора прежде всего необходимо обратить на экономичность питания, а затем уже учитывать ее частотные свойства.

Лампы для генерирования и формирования импульсов

Как правило, для генерирования и формирования импульсов применяются одни и те же схемы (мультивибраторы, блокинг-генераторы и одновибраторы). Основные требования, предъявляемые к этим устройствам, сводятся к обеспечению необходимой мощности и длительности импульсов при определенных фронтах.

В схемах для генерирования и формирования импульсов лампы работают при больших импульсных положительных напряжениях на управляющей сетке. Поэтому для расчета режима лампы необходимо иметь ее импульсные характеристики, которые из-за изменений режима работы катода и характера токораспределения

существенно отличаются от характеристик при нормальных режимах работы лампы.

Для таких устройств выпускаются специальные импульсные лампы (6С8С, 6Н3П-И, 6Н6П-И, 6Э5П-И), допускающие ток эмиссии катода в импульсе, превышающий в 100 раз нормальный ток эмиссии при постоянном режиме.

При работе в миллисекундной и микросекундной областях широкое применение находят двойные триоды (6Н1П, 6Н3П, 6Н6П, 6Н15П, 6Н16Б и др.), а при работе в наносекундной области — лампы со вторичной эмиссией (6В1П, 6В2П, 6В3С), а также лампы с катодной сеткой (6Ж20П, 6Ж21П, 6Ж22П), обладающие значительной крутизной характеристики. В мощных импульсных формирователях используют выходные лучевые тетроды и пентоды (6П1П, 6Н15П, 6П9).

Лампы для работы в счетных схемах

В электронных счетно-решающих машинах и других импульсных устройствах широко используются электровакуумные приборы различного назначения, работающие в пересчетных схемах, в схемах накопления и запоминания импульсов и в логических схемах.

В зависимости от требуемого быстродействия в пересчетных схемах могут применяться различные электронные и ионные приборы. В низкочастотных пересчетных схемах используются неоновые лампы (МН-3, МН-5, МН-6 и др.). На частотах до 10 *кгц* применяются тиратроны с холодным катодом (ТХ2, ТХ3Б, 6Х6Г, МТХ-90 и др.), а также специальные газоразрядные счетные лампы — декатроны (ОГ-1, ОГ-2 и др.) и газоразрядные коммутаторы (А101, А102 и др.). Скорость счета в этих ионных приборах ограничивается временем деионизации газового разряда (десятки микросекунд).

На частотах от десятков килогерц до десятков мегагерц преимущественное применение находят счетные схемы на электронных лампах, которые позволяют получать разрешающее время (величина, обратная максимальной скорости счета) до 3 *нсек*. На частотах до 1 *Мгц* в счетных триггерах применяют двойные триоды типа (6Н3П, 6Н15П, 6Н14П, 6Н16Б и др.). Для скоростных счетчиков необходимо выбирать лампы с большой крутизной, большим анодным током и малыми междуэлектродными емкостями.

Для счетных схем специально разработаны ленточно-лучевые лампы и трохотроны (электронные переключатели). Лучший отечественный электронный переключатель типа ЛП5 может работать с максимальной частотой 6—8 *Мгц* (разрешающее время 0,15—0,12 *мксек*).

В пересчетных схемах, предназначенных для работы на частоте более 10 *Мгц*, применяются пентоды с высокой крутизной и большим анодным током (лампы с мелкоструктурной сеткой 6Ж9П, 6Ж11П, 6Э П5 и лампы с катодной сеткой 6Ж20П, 6Ж21П, 6Ж22П). Эти лампы позволяют строить схемы с разрешающим временем до 10 *нсек* (частота 100 *Мгц*). В еще более быстродействующих схемах (до 1 *нсек*) применяются в основном пентоды со вторичной эмиссией (6В1П, 6В2П, 6В3С).

В качестве индикаторов счета в пересчетных ячейках используют малогабаритные неоновые лампы типа МН-5, МН-6 и др.

Для запоминания импульсов в счетно-решающих устройствах наряду с другими многочисленными приборами находят применение и специально разработанные запоминающие электронно-лучевые трубки (ЛН1, ЛН4, ЛН8). При высокой скорости записи и воспроизведения информации эти приборы все же не обладают достаточно большим объемом памяти (у трубки ЛН1, например, всего около 1 000 элементов памяти), это является их существенным недостатком. Для быстродействующих устройств памяти на одно число широко используются числовые регистры, построенные на ламповых триггерах.

При построении различных логических схем электронной вычислительной техники наряду с полупроводниковыми и магнитными элементами иногда применяют и лампы, которым присущи малая мощность управления, хорошая развязка входа и выхода и сравнительно высокое быстродействие. В логических схемах типа И, ИЛИ и др. используются лампы с двойным управлением (6А3П, 1Ж37Б, 6Ж23П, 6Ж35Б и др.) и двойные триоды. В быстродействующих схемах находят широкое применение лампы с большой крутизной характеристики, например пентоды со вторичной эмиссией 6В1П, 6В2П и 6В3С.

Электронно-лучевые трубки

Для наблюдения очень медленных процессов применяются электронно-лучевые осциллографические трубки с длительным (до 10—20 *сек*) послесвечением экрана. Большинство таких трубок (8ЛМ3В, 13ЛМ4В и др.) рассчитаны на магнитное отклонение луча.

Многочисленную группу составляют осциллографические трубки (3ЛО1И, 5ЛО38И, 13ЛО3И и др.) со средним (0,01—0,1 *сек*) послесвечением экрана, используемые для регистрации высокочастотных (до 50—100 *Мгц*) процессов. Отклонение и фокусировка луча у этих трубок — электростатические.

На частотах выше 100 *Мгц* отклоняющая система трубки должна иметь незначительные емкость отклоняющих пластин и индуктивность их выводов. Для этого уменьшают площадь пластин и увеличивают расстояние между ними, а выводы от них делают возможно более короткими проводниками. Эти меры позволяют получить полосу пропускания отклоняющей системы порядка 150—200 *Мгц* при достаточной чувствительности трубки.

При переходе к еще более высоким частотам применяют отклоняющие системы с распределенными параметрами в виде двухпроводных линий передач или отклоняющие системы коаксиального типа. Так, например, скоростная трубка типа 13ЛО101М, имеющая отклоняющую систему в виде плоской двухпроводной линии, при хорошем согласовании позволяют просматривать сигналы в полосе частот до 1 000 *Мгц* (0,1 *нсек*). Еще более широкополосной является отклоняющая система коаксиального типа, которая может иметь полосу пропускания в несколько гигагерц.

Несмотря на хорошую широкополосность указанных отклоняющих систем, они имеют сравнительно низкую чувствительность. В осциллографах повышенной чувствительности используются электронно-лучевые трубки с отклоняющей системой типа бегущей волны. В такой отклоняющей системе электронный луч движется вдоль спирали, шаг которой подбирается таким, чтобы фазовая скорость волны равнялась скорости электронов в пучке. В процессе движения электронов вдоль спирали происходит их отклонение.

Осциллографирование быстрых процессов имеет свои особенности, связанные с большой скоростью их протекания. Это накладывает определенные требования на электронно-лучевые трубки. Так, при импульсах, длительность которых составляет 1—2 *нсек*, и при развертке этих импульсов на экране трубки на несколько сантиметров (5—10 *см*) графическая скорость электронного луча составляет $(5-10)10^9$ *см/сек*. Такая высокая графическая скорость приводит к очень короткому времени взаимодействия электронного луча с экраном труб-

ки и соответственно к малой отдаче энергии, т. е. в конечном счете к резкому снижению яркости свечения экрана. Поэтому для работы на очень высоких частотах выпускаются трубки с коротким (100—10 *мсек*) временем послесвечения.

Яркость свечения экрана трубки может быть повышена и путем увеличения ускоряющего напряжения, но это связано с понижением чувствительности отклоняющей системы. В современных высокоскоростных трубках для получения достаточной чувствительности при работе с большими ускоряющими напряжениями применяют метод дополнительного ускорения электронов после того, как они пройдут отклоняющую систему. Такие трубки с послеускорением (13ЛО102М, 13ЛО103М) позволяют регистрировать периодические импульсы порядка 1 *нсек* при достаточно малой скважности и однократные импульсы при повышенном послеускоряющем напряжении.

Кинескопы

Для телевизионного вещания и промышленного телевидения выпускается целый ряд различных типов приемных трубок (кинескопов).

В обычных телевизорах применяются кинескопы с относительно большим экраном (35ЛК2Б, 43ЛК9Б, 53ЛК6Б и др.). Кинескопы с меньшим экраном (3ЛК1Б, 8ЛК1Б и др.) используются в различных видеоконтрольных устройствах.

Для воспроизведения телевизионного изображения на большом экране выпускаются специальные проекционные кинескопы, например 6ЛК1Б. Отличительной особенностью таких кинескопов является большая яркость при небольших размерах их экрана. Достигается это при питании кинескопа очень высоким напряжением (50—80 *кв*).

Для цветного телевидения выпускается кинескоп типа 53ЛК4Ц.

Фотоэлементы и фотоумножители

Требования, предъявляемые к этим приборам, зависят от назначения устройства, в котором они работают. Так, например, фотоэлементы и фотоумножители, работающие в устройствах автоматики, должны обладать хорошей чувствительностью, по возможности большим выходным током, небольшими размерами. Этим требованиям могут удовлетворить многие фотоэлектронные приборы (фотоэлементы типов Ф-6, Ф-9 и др.).

При работе с очень слабыми световыми потоками широкое применение находят фотоэлектронные умножители. Особенно большое распространение они получили в электронно-физической аппаратуре, предназначенной для спектрометрии. Наша промышленность выпускает целый ряд фотоумножителей (ФЭУ-11, ФЭУ-13, ФЭУ-20, ФЭУ-60 и др.), обладающих большой чувствительностью, хорошей линейностью, небольшими внутренними шумами и малым разрешающим временем, позволяющим с высокой точностью (10^{-9} *сек*) фиксировать момент появления светового импульса.

Лампы для генерирования шумов

Для измерения чувствительности приемно-усилительных устройств применяют генераторы шумового напряжения. В низкочастотной области интенсивными источниками шумов могут служить различные газоразрядные приборы (стабилитроны, тиратроны), а в высокочастотной области используют специальные шумовые диоды типа 2Д3Б, а также фотоэлектронные умножители. В диапазоне сверхвысоких частот в качестве источника калиброванного шума служат специально разработанные для этого лампы (ГШ1, ГШ2 и др.).

ЛИТЕРАТУРА

Жеребцов И. П., Основы электроники, Госэнергоиздат, 1960.

Бройде А. М., Тарасов Ф. И., Справочник по электровакуумным и полупроводниковым приборам, Госэнергоиздат, 1960.

Зайцев В. А., Николаев С. Н., Краткий справочник по электровакуумным приборам, изд-во «Энергия», 1965.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Германиевые и кремниевые диоды, транзисторы и другие радиоэлектронные приборы, именуемые полупроводниковыми приборами, появились сравнительно недавно, и поэтому многие радиолюбители еще недостаточно хорошо их освоили. Между тем эти приборы наряду с известными всем радиолампами уже широко используются в радиоустройствах различного назначения, выгодно отличаясь от радиоламп значительно меньшими размерами и весом, большей экономичностью по питанию и более длительным сроком службы.

Полупроводниковые приборы отличаются от радиоламп и по своей физической сущности. Поэтому, чтобы успешно применять их в тех или иных конструкциях, радиолюбителю необходимо представлять себе принцип их работы, правильно разбираться в их параметрах и хорошо знать особенности их поведения в схемах радиоустройства.

5-1. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Полупроводники

Термин «полупроводники» часто применяют по отношению к обширной группе веществ (как химических элементов, так и их соединений), обладающих плохой, но заметной электропроводностью. Техника долгое время избегала широкого применения полупроводников, поскольку они являются и плохими изоляторами, и плохими проводниками. Однако глубокое изучение физики полупроводников, начатое примерно тридцать лет назад, вскрыло ряд замечательных свойств полупроводни-

ков и проложило им широкую дорогу в современную технику.

Наиболее важным, определяющим, свойством класса полупроводниковых веществ ныне считается сильная зависимость их электропроводности от разнообразных внешних воздействий и в первую очередь от температуры. При температурах, близких к абсолютному нулю, полупроводники перестают заметно проводить электрический ток и по существу становятся изоляторами. По мере повышения температуры электропроводность полупроводников возрастает и при достаточно высоких температурах может сравняться с электропроводностью проводников. Эти явления объясняются тем, что в отсутствие тепловых и других энергетических воздействий все элементарные частицы, обладающие электрическими зарядами, закреплены в определенных местах кристаллической решетки полупроводника и не могут перемещаться. Воздействие же внешней энергии приводит к вырыванию некоторых электрически заряженных частиц из молекул или атомов полупроводника, причем высвобожденные частицы могут переносить электрический заряд через объем кристалла.

Наиболее важным в современной технике является класс электронных полупроводников. Это вещества, у которых под влиянием внешнего возбуждения высвобождаются электроны. Таковы широко применяемые в настоящее время элементы германий (Ge) и кремний (Si).

Собственная проводимость

Электропроводность чистых кристаллов полупроводников обусловлена как наличием определенного числа электронов, освобожденных действием данной температуры, так и проявлением дырочного механизма электропроводности. В тех местах кристаллической решетки, из которых были высвобождены электроны, образуются «дырки» — нескомпенсированные положительные заряды ионов (рис. 5-1). В такую дырку может перескочить находящийся рядом связанный электрон, вследствие чего дырка перемещается на новое место (рис. 5-2). Таким образом, подвижностью обладают и перешедшие в свободное состояние электроны, и оставленные ими дырки, которые принято рассматривать как положительно заряженные подвижные частицы.

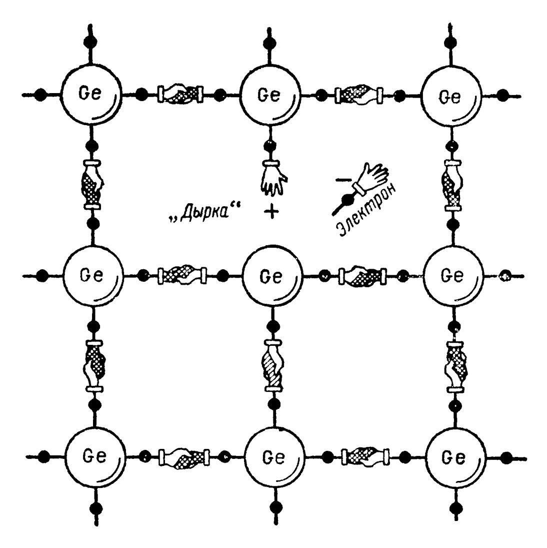


Рис. 5-1. При вырывании электрона из связи одновременно появляются два носителя электричества: электрон (—) и дырка (+).

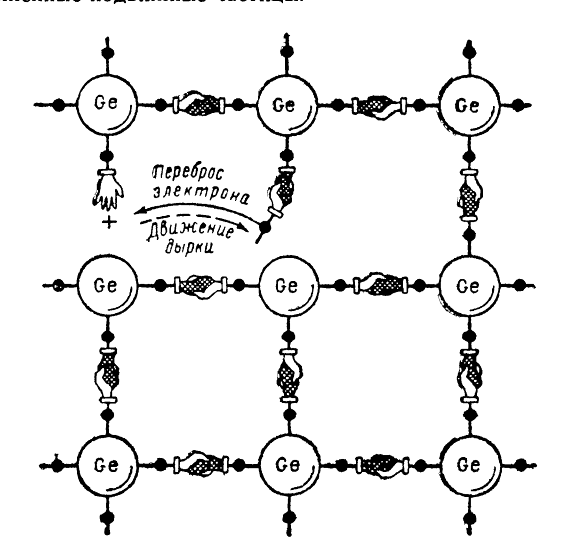


Рис. 5-2. Подвижность дырки объясняется возможностью связанных электронов перескакивать из одной связи в другую, причем дырка перемещается навстречу перескочившему электрону.

Если посторонних примесей в кристаллической решетке достаточно мало (например, в германии при комнатной температуре — менее одного атома примеси на несколько миллиардов атомов германия), то концентрация свободных электронов (n) равна концентрации дырок (p). При этом обусловленная подвижными носителями обоих знаков электропроводность называется собственной.

При повышении температуры концентрация носителей быстро увеличивается (примерно в 2 раза при повышении температуры на каждые 10° С). Поэтому собственная проводимость с повышением температуры возрастает, а температурный коэффициент сопротивления имеет большие отрицательные значения (до —8% на 1° С).

Примесная проводимость

Введение в полупроводник определенных примесей резко изменяет электропроводность полупроводника. Если атомы примеси имеют большее число валентных электронов, чем атомы исходного полупроводника, то при замещении примесными атомами отдельных атомов полупроводника остаются лишние электроны, которые легко переходят в свободное состояние и увеличивают электропроводность (n на рис. 5-3). Такие примеси называются **донорными**, а примесные полупроводники с увеличенным количеством свободных электронов ($n > p$) — электронными или n-типа

Если примесные атомы имеют меньшее кличество валентных электронов, чем исходный полупроводник,

то, внедряясь в кристалл, для образования всех связей они легко отбирают от соседних атомов исходного полупроводника недостающие электроны, причем увеличивается концентрация дырок (p на рис. 5-3). Такие примеси называются **акцепторными**, а примесные полупроводники с увеличенным количеством дырок ($p>n$) — дырчатыми или p-типа.

Германий и кремний — четырехвалентные элементы, поэтому пятивалентные сурьма (Sb), мышьяк (As), фосфор (P) являются для них донорами, а трехвалентные индий (In), алюминий (Al), бор (B) — акцепторами.

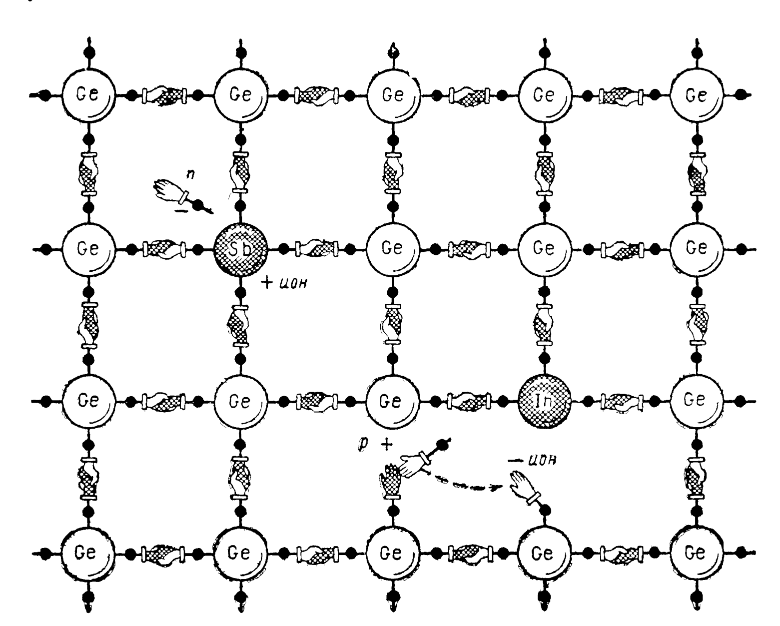


Рис. 5-3. Замещая отдельные атомы германия атомами других веществ, например сурьмы (Sb), имеющими пять валентных электронов, или индия (In), имеющими три валентных электрона, можно получать в кристалле дополнительные свободные электроны n или дырки p.

Преобладающие носители в примесных полупроводниках (например, дырки в полупроводнике p-типа) называются основными, а носители противоположного знака (в данном случае электроны) — неосновными.

При повышении температуры увеличение концентрации носителей в примесных полупроводниках происходит в основном за счет увеличения числа неосновных носителей, так как все атомы примеси обычно ионизованы уже при комнатной температуре. Поскольку концентрация неосновных носителей мала, то ее изменения не оказывают существенного влияния на электропроводность примесных полупроводников и у них зачастую обнаруживается малый и даже положительный температурный коэффициент сопротивления. Однако при достаточно высоких температурах концентрация неосновных носителей может практически сравняться с концентрацией основных носителей. Тогда полупроводник потеряет признаки примесной проводимости и превратится в собственный полупроводник.

Чем выше концентрация примесей, т. е. чем ниже удельное сопротивление примесного полупроводника при нормальной температуре, тем выше та температура, при которой полупроводник превращается в собственный, т. е. в полупроводник, обладающий собственной проводимостью.

Терморезисторы

В связи с тем, что количество носителей электрического заряда в полупроводниках сильно зависит от температуры, температурный коэффициент сопротивления полупроводников оказывается значительно больше, чем у металлических проводников. Это обстоятельство используется для изготовления из полупроводниковых материалов терморезисторов (термосопротивлений). Массовые типы отечественных терморезисторов изготавливаются из смеси окислов меди и марганца (ММТ) или окислов кобальта и марганца (КМТ). Они имеют номинальные сопротивления от 1 *ом* до 1 *Мом* и обладают температурными коэффициентами сопротивления от 2,4 до 6% на 1° С. На зависимости электрического сопротивления терморезисторов от температуры (рис. 5-4) основано применение их для контроля температуры и температурной компенсации.

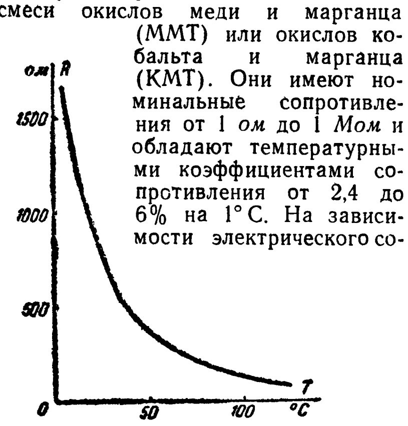
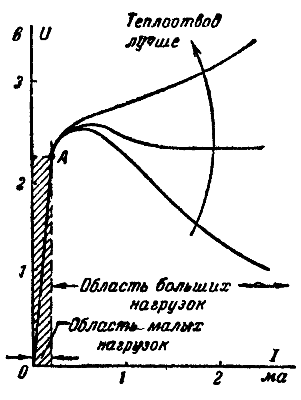


Рис. 5-4. Типичная зависимость электрического сопротивления R полупроводникового термосопротивления от температуры T.

При прохождении через терморезистор электрического тока происходит нагревание терморезистора, в результате чего его сопротивление уменьшается, а вольт-амперная характеристика становится нелинейной. Следует подчеркнуть, что в связи с тепловым механизмом нелинейность у терморезисторов инерционная. Создавая различные условия теплоотдачи, определяемые конструкцией терморезистора, изготавливают терморезисторы с разнообразными вольт-амперными характеристиками в области больших нагрузок (рис. 5-5), которые находят применение для целей стабилизации напряжения, защиты от перегрузки и пр.

Существуют также терморезисторы с косвенным подогревом, которые включают в свою конструкцию специальный подогреватель. При этом собственно терморезистор, введенный в одну электрическую цепь, может изменять свое сопротивление, а значит, и ток в этой цепи в зависимости от тока, проходящего в другой цепи, в которую введен подогреватель. Такие терморезисторы применяются для целей телеуправления и для инерционных систем автоматического регулирования. Типичная



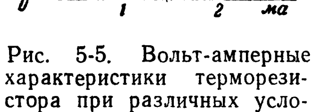


Рис. 5-5. Вольт-амперные характеристики терморезистора при различных условиях теплоотвода.

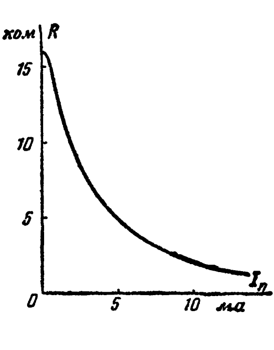


Рис. 5-6. Типичная зависимость электрического сопротивления R полупроводникового терморезистора с косвенным подогревом от тока $I_п$ в цепи подогревателя.

зависимость сопротивления терморезистора косвенного подогрева от тока подогревателя приведена на рис. 5-6.

Фоторезисторы

Принцип действия фоторезисторов (фотосопротивлений) основан на высвобождении носителей электрического заряда в объеме полупроводника под действием света. Сопротивление полупроводника уменьшается при освещении. Отечественной промышленностью выпускаются фоторезисторы, изготавливаемые из сернистого свинца (ФС-А), сернистого висмута (ФС-Б), сернистого кадмия (ФС-К) и из селенида кадмия (ФС-Д). В зависимости от применяемого полупроводника получают фоторезисторы, обладающие различными спектральными характеристиками с максимумами в любой части электромагнитного спектра, от инфракрасных (тепловых) лучей до рентгеновых.

Чувствительность полупроводниковых фоторезисторов прямо пропорциональна приложенному напряжению и в тысячи раз превышает чувствительность вакуумных фотоэлементов, достигая значений 1—10 *а/лм* при напряжениях 200—400 *в*. Недостатком фоторезисторов является заметная инерционность их: замедленное нарастание и особенно спадание тока при изменении освещенности, достигающее иногда 0,1 *сек*. Некоторым типам фоторезисторов присуща заметная температурная зависимость фототока.

Основное применение полупроводниковые фоторезисторы находят в схемах фотореле и в качестве индикаторов различных излучений. В отличие от вакуумных фотоэлементов фоторезисторы не требуют соблюдения какой-либо полярности питающего напряжения и могут также работать в цепи переменного тока.

Электронно-дырочный переход

В основе работы полупроводниковых приборов обширного класса лежит использование электронно-дырочных переходов — границ раздела областей с противоположными типами проводимости (*p-n* переходов). В современных полупроводниковых приборах *p-n* переходы создают специальными технологическими приемами, целью которых является получение такого распределения примесей, что внутри одного и того же кристалла полупроводника образуются области типа *p* и *n*.

В связи с различием концентраций электронов и дырок в этих областях через границу раздела происходит направленная диффузия электронов из области *n* в область *p* и дырок навстречу им (рис. 5-7). При этом в слоях, прилегающих к границе раздела, обнажаются электрические заряды отрицательных ионов акцепторной примеси (в области *p*) и положительных ионов донорной примеси (в области *n*). Электрическое поле этих зарядов отталкивает основные носители от *p-n* перехода и препятствует их дальнейшему передвижению через него. В районе *p-n* перехода появляется обедненный основными носителями слой. Неосновные носители увлекаются этим полем через *p-n* переход, но вследствие их малой концентрации не мешают образованию объемных зарядов, которые представляют для основных носителей потенциальный барьер.

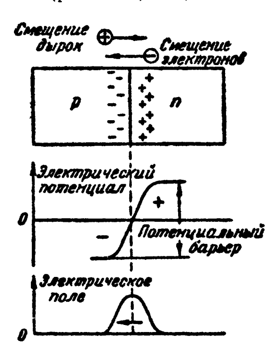


Рис. 5-7. Распределение электрических зарядов и электрического поля в области *p-n* перехода.

Важнейшим свойством *p-n* перехода является односторонняя проводимость. В зависимости от полярности приложенного к нему внешнего напряжения различают работу при прямом смещении (плюс подан на область *p*, а минус на область *n*) и обратное смещение (минус подан на область *p*, а плюс на область *n*).

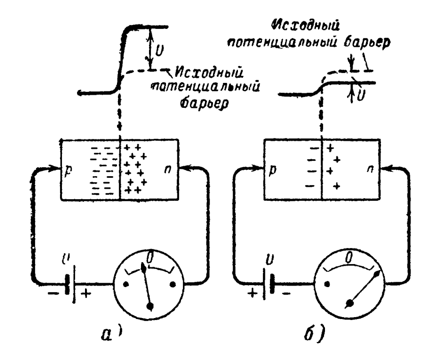


Рис. 5-8. Поведение *p-n* перехода при приложении обратного (*а*) и прямого (*б*) напряжения.

При обратном смещении (рис. 5-8, *а*) основные носители еще больше оттягиваются от границы раздела, обедненный слой расширяется, потенциальный барьер повышается и практически полностью запирает путь основным носителям через *p-n* переход. Хотя при этом неосновные носители продолжают свободно двигаться через переход, ввиду малой концентрации они не в состоянии создать больших токов. Образуемый ими обратный ток обычно составляет единицы — десятки микроампер. Умеренные изменения величины обратного напряжения мало сказываются на значении обратного

тока, так как уже при небольших напряжениях практически все появляющиеся при данной температуре неосновные носители движутся через переход.

При прямом смещении (рис. 5-8, *б*) через *p-n* переход могут проходить очень большие токи (в зависимости от площади перехода сотни миллиампер — десятки ампер) при незначительных падениях напряжения (менее 1 *в*), ибо исходный потенциальный барьер невысок и для его снижения достаточны весьма низкие напряжения.

В связи с наличием в обедненном слое объемных зарядов и электрического поля *p-n* переходу свойственна электрическая емкость, пропорциональная площади перехода.

Полупроводниковые диоды

На явлении односторонней проводимости *p-n* перехода основано действие полупроводникового диода, который собственно и состоит из одного *p-n* перехода.

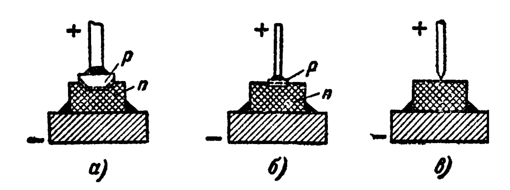


Рис. 5-9. Устройство полупроводниковых диодов различных типов.

а — плоскостного сплавного; *б* — микросплавного; *в* — точечного.

Полупроводниковые диоды с описанной выше структурой *p-n* перехода называются плоскостными и изготавливаются чаще всего путем вплавления таблетки примесного вещества через поверхность исходной полупроводниковой пластинки, в связи с чем такие диоды называют также сплавными (рис. 5-9, *а*).

Сплавные диоды (например, германиевые типов Д7, Д302—Д305, кремниевые типов Д202—Д205) обладают заметной емкостью (десятки — сотни пикофарад), а потому находят основное применение для выпрямления переменных токов низких частот.

Пониженными емкостями (единицы пикофарад) обладают микроплоскостные диоды (рис. 5-9, *б*), имеющие *p-n* переход незначительной площади. Такие диоды (например, типа Д223) успешно применяются при умеренно высоких частотах и в импульсных схемах. Но наименьшую емкость (менее 1 *пф*) имеют точечные диоды (рис. 5-9, *в*), у которых выпрямляющий контакт образуется в точке касания полупроводниковой пластинки острием металлической иглы. Здесь также возникает *p-n* переход (в процессе электрического формирования контакта при изготовлении диода), однако характеристики точечных диодов заметно уступают характеристикам плоскостных диодов. Поэтому точечные диоды следует применять только в тех случаях, когда нужна минимальная емкость (при высоких рабочих частотах). Большинство точечных диодов (например, германиевые типов Д2А—Д2И) допускает работу на частотах до 150 *Мгц*, а некоторые (например, кремниевые Д104—Д106) до 600 *Мгц*.

Важнейшие сведения о свойствах диода дает его вольт-амперная характеристика (рис. 5-10, *а*), показывающая зависимость тока через диод от величины и полярности внешнего напряжения. В правом верхнем квадранте изображается «прямая», а в левом нижнем «обратная» ветви. Ввиду сильного различия рабочих напряжений и токов при прямом и обратном смещениях обычно применяют разные масштабы для прямой и обратной ветвей. Чем круче и ближе к вертикальной оси поднимается прямая ветвь и чем ближе к горизонтальной оси и на большем ее протяжении прилегает к ней обратная ветвь, тем лучше диод. Требованиям, предъявляемым к прямой ветви, лучше всего удовлетворяют германиевые плоскостные диоды, а обратная ветвь лучше у кремниевых диодов При достаточно большом обратном напряжении у любого диода наблюдается резкое увеличение обратного тока, обычно называемое пробоем.

Нормальная работа диодов в качестве элементов с односторонней проводимостью обычно возможна лишь в таких режимах, когда обратное напряжение не превышает пробивного ($U_{проб}$), так как резкое увеличение тока при пробое может не только нарушить нормальную работу схемы, но и вызвать перегрев диода и выход его из строя. Однако, если последовательно с диодом включено достаточно большое сопротивление, ограничивающее ток, пробой *p-n* перехода не приводит к его разрушению. Это используется в специальных типах полупроводниковых диодов (стабилитронах), предназначенных для стабилизации напряжения.

У стабилитронов пробивное напряжение строго нормируется, характеристика имеет особенно резкий излом (рис. 5-10, *б*), так что при сильных изменениях тока напряжение на стабилитроне почти не изменяется. Распространенные типы кремниевых стабилитронов (Д813, Д814) имеют пробивные напряжения от 8 до 14 *в*, работают при токах до 20—40 *ма* и в отличие от электровакуумных ионных стабилитронов не требуют подачи напряжения зажигания, превышающего стабилизируемое напряжение.

Электрическое поле, действующее в *p-n* переходе, имеет такое направление, что это поле захватывает неосновные носители и перебрасывает их в ту область,

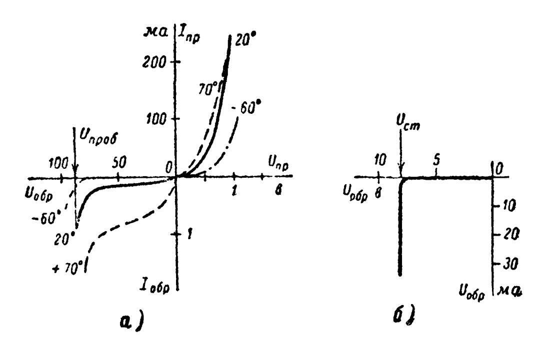


Рис. 5-10. Типичный вид вольт-амперной характеристики полупроводниковых диодов (*а*) и обратной ветви стабилитрона (*б*).

где они становятся основными. Если, освещая полупроводник вблизи *p-n* перехода, возбудить некоторое количество пар электрон — дырка, то электроны, возбужденные в области *p*, будут переброшены в область *n*, а дырки, созданные в области *n*, будут перенесены в область *p*. В результате этого процесса между внешними выводами полупроводникового диода появляется фото-э. д. с. На этом принципе основано действие кремниевых солнечных элементов, преобразующих световую энер-

гию в электрическую, селеновых фотоэлементов, используемых в фотоэлектрических экспонометрах, и германиевых и кремниевых фотодиодов, которые уступают по чувствительности фоторезисторам, но зато обладают малой инерционностью и годны, например, для воспроизведения тонфильма. Фототок в цепи освещенного *p-n* перехода увеличивается при приложении к нему обратного напряжения от внешнего источника.

Еще одна область применения полупроводниковых диодов связана с наличием у *p-n* перехода электрической емкости. Прикладывая большее или меньшее обратное напряжение, можно изменять высоту потенциального барьера и толщину объемных зарядов в районе *p-n* перехода, вследствие чего будет изменяться его электрическая емкость. На этом основано применение полупроводниковых диодов для электрической настройки колебательных контуров, для осуществления частотной модуляции, автоподстройки частоты гетеродинов, а также использование их в параметрических усилителях и преобразователях, в умножителях и делителях частоты. Используемые в таких устройствах полупроводниковые диоды называются в а р и к а п а м и.

Плоскостные транзисторы

Полупроводниковый триод или, как теперь его называют, т р а н з и с т о р содержит в себе монокристаллическую пластинку полупроводника, в которой созданы два параллельных *p-n* перехода (эмиттерный и коллекторный), причем толщина средней области, заключенной между плоскостями *p-n* переходов (базы), делается достаточно малой (единицы — десятки микрон). В соответствии с порядком чередования областей с различной проводимостью различают транзисторы структур *p-n-p* и *n-p-n* (рис. 5-11). Принципы действия обоих типов транзисторов аналогичны, только изменяются полярности питающих напряжений и направления токов на обратные и взаимно меняются функции дырок и электронов.

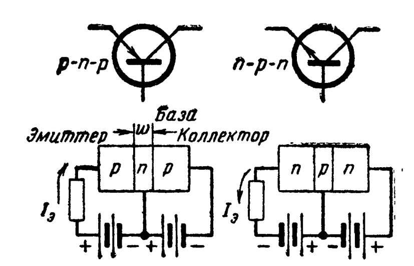


Рис. 5-11. Подача рабочих смещений на транзисторы *p-n-p* и *n-p-n*.

При использовании транзисторов в качестве усилителя через эмиттерный переход пропускают ток от внешнего источника в прямом направлении, а к коллекторному переходу прикладывают обратное напряжение (рис. 5-11). В процессе изготовления транзистора структуры *p-n-p* в область эмиттера вводится большее количество акцепторной примеси, чем в область базы донорной примеси. Поэтому прямой ток, проходящий через эмиттерный переход, состоит в основном из дырок ($I_{эp}$), вводимых со стороны эмиттера в базу, и лишь в малой мере из электронов ($I_{эn}$), переходящих из базы в эмиттер (рис. 5-12).

Вводимые эмиттером в базу дырки оказываются здесь неосновными носителями и частично рекомбинируют с электронами, образуя ток $I_{бp}$ (рис. 5-12) в цепи базы. Но в основной массе избыточные дырки успевают продиффундировать через тонкую базовую область к коллекторному переходу ($I_{кp}$), электрическое поле которого захватывает их и перебрасывает в область коллектора. В месте присоединения металлического вывода к коллекторной области эти дырки компенсируются подходящими от внешнего источника элекронами и таким

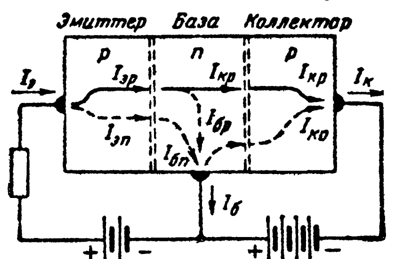


Рис. 5-12. Распределение токов в транзисторе *p-n-p*.

образом создают в цепи коллектора полезный ток, перенесенный из цепи эмиттера.

Отношение перенесенного от эмиттера к коллектору дырочного тока $I_{кp}$ к полному току эмиттера $I_э$ называется коэффициентом усиления по току в схеме с общей базой α. Для плоскостного транзистора

$$\alpha = \frac{I_{кp}}{I_э}$$

и в нормальных режимах всегда меньше единицы, хотя может достигать значений 0,998.

На составляющую коллекторного тока $I_{кp}$, обусловленную переносом дырок от эмиттера, накладывается обратный ток коллекторного перехода $I_{к0}$, ибо этот переход смещен в обратном направлении. Таким образом, полный ток коллектора определяется соотношением

$$I_к = \alpha I_э + I_{к0}.$$

Ток базы при этом

$$I_б = I_э - I_к = (1-\alpha) I_э - I_{к0}.$$

Ввиду малости значений $I_{к0}$ и близости α к единице ток базы обычно мал (в 10—100 раз меньше тока коллектора).

Когда эмиттер отключен ($I_э = 0$),

$$I_к = -I_б = I_{к0}.$$

При повышении температуры увеличивается концентрация неосновных носителей и обратный ток коллектора $I_{к0}$ может сильно возрастать.

Применение транзистора в качестве усилителя основано на том обстоятельстве, что ток в цепи эмиттера создается под действием относительно низких напряжений (эмиттерный переход смещен в прямом направлении и имеет малое сопротивление), а транзистор передает этот ток с коэффициентом α, близким к единице, в коллекторную цепь, которую можно питать сравнительно большим напряжением. При этом, включая в коллекторную цепь нагрузочное сопротивление, превышающее сопротивление эмиттерного перехода, легко обеспечить усиление мощности сигналов, действующих в эмиттерной цепи.

Схемы включения с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором

Различают три способа включения транзистора: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и с общим коллектором (ОК) в соответствии с тем, какой электрод является общим для входной и выходной цепей (рис. 5-13).

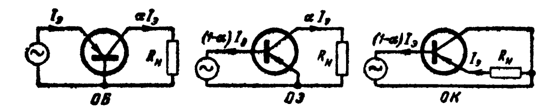


Рис. 5-13. Три схемы включения транзистора (для упрощения цепи питания транзистора не изображены).

Описанный выше механизм работы транзистора дает представление о поведении его в схеме с ОБ. Слишком большое различие между входным и выходным сопротивлениями транзистора в схеме с ОБ и отсутствие усиления по току ($\alpha<1$) часто ограничивает возможности практического использования этого способа включения.

Наибольшее распространение находит схема включения транзистора с ОЭ. Поскольку здесь входным током является ток базы, составляющий малую часть тока эмиттера $(1-\alpha)I_э$, входное сопротивление оказывается в $\frac{1}{1-\alpha}$ раз выше, чем в схеме с ОБ. Одновременно появляется усиление по току, равное $\frac{\alpha}{1-\alpha}$. В отличие от схемы с ОБ в схеме с ОЭ транзистор меняет полярность усиливаемого сигнала.

Схема с ОК напоминает по своим свойствам катодный повторитель и часто именуется по аналогии эмиттерным повторителем. Поскольку все выходное напряжение здесь оказывается введенным в цепь эмиттерного перехода в противоположной входному сигналу полярности, эта схема характеризуется глубокой отрицательной обратной связью и не дает усиления по напряжению. Однако входное сопротивление транзистора в схеме с ОК получается наибольшим, а выходное — наименьшим в сравнении с предыдущими схемами и эти качества иногда бывают очень ценными. Усиление по току в схеме с ОК максимальное и достигает величины $\frac{1}{1-\alpha}$.

Сравнительные характеристики схем включения транзисторов приведены в табл. 5-1.

Таблица 5-1

Сравнительные характеристики схем включения транзисторов с ОБ, ОЭ и ОК

Характеристика схемы	Схема включения транзистора		
	с общей базой	с общим эммиттером	с общим коллектором
Входное сопротивление	Малое (30—100 *ом*)	Среднее (400—2 000 *ом*)	Большое (5—200 *ком*)
Выходное сопротивление	Большое (0,2—1 *Мом*)	Среднее (25—100 *ком*)	Малое (30—10 000 *ом*)
Усиление по току (при коротком замыкании выхода)	Отсутствует (около 1)	Примерно одинаковое (10—100)	
Усиление по напряжению	Примерно одинаковое (зависит от нагрузки и может доходить до 1 000—5 000)		Отсутствует (около 1)
Усиление по мощности при согласовании	Среднее (30 *дб*)	Большое (40 *дб*)	Малое (15 *дб*)
Усиление по мощности в многокаскадных усилителях на резисторах (сопротивлениях)	Отсутствует	Большое (25 *дб* на каскад)	Малое (до 30 *дб* на весь усилитель)

Средние числовые значения, указанные в таблице, соответствуют усилителям, работающим при малом уровне выходной мощности (не более единиц милливатт) в типичной рабочей точке (1 *ма* при 5—10 *в*).

5-2. КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ РАЗНОВИДНОСТИ ТРАНЗИСТОРОВ

Точечный транзистор

Исторически первым транзистором был точечный: *p-n* переходы в нем образовывались в точках контактов остриев двух проволочек с поверхностью монокристаллической пластинки германия (рис. 5-14, *а*). В настоящее время точечные транзисторы как весьма несовершенные, не применяются. Однако они обладали одним ценным свойством, которое не так легко придать современным транзисторам, — у точечных транзисторов коэффициент усиления по току (α) превышал единицу, что позволяло строить ряд оригинальных схем (мультивибратор на одном транзисторе, двусторонний усилитель и др.).

Плоскостные транзисторы

Существует несколько разновидностей плоскостных транзисторов, которые принято классифицировать по

принципу действия, технологии изготовления и областям применения.

Узловым вопросом, связанным с принципом действия транзистора, является вопрос о том, каков механизм переноса неосновных носителей от эмиттера к коллектору. Если область базы имеет однородную структуру (концентрация примеси во всех ее участках одинаковая), то единственной причиной движения введенных из эмиттера в базу неосновных носителей по направлению к коллектору является их диффузия. Транзисторы с диффузионным механизмом переноса носителей через базу называются диффузионными. Скорость диффузионного движения относительно малая, к тому же время диффузии отдельных носителей через базу различается и это существенно ограничивает максимальную частоту колебаний, эффективно усиливаемых диффузионным транзистором.

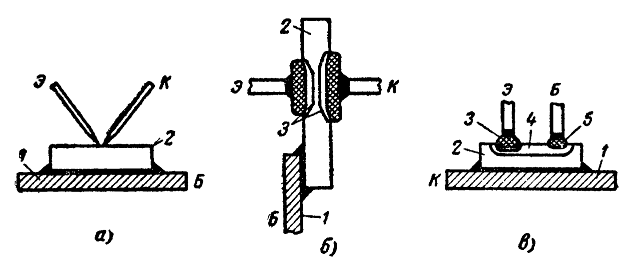


Рис. 5-14. Конструктивно-технологические разновидности транзисторов.

а — точечный транзистор; б — сплавной транзистор; в — диффузионно-сплавной транзистор, Э, Б, К — выводы эмиттера, базы коллектора; 1 — металлическая пластинка-кристаллодержатель; 2 — пластинка полупроводника; 3 — сплавной *p-n* переход; 4 — диффузионный слой, 5 — электрод, осуществляющий вывод от диффузионного слоя базы.

При самых тонких базах диффузионные транзисторы способны работать на частотах не более десятков мегагерц.

В отличие от диффузионных транзисторов с однородной базой у дрейфовых транзисторов концентрация примесей в базовой области убывает в направлении от эмиттерного перехода к коллекторному, в результате чего в базе появляется электрическое поле, увлекающее неосновные носители в сторону коллектора. Движение носителей под действием электрического поля ускоряется и называется дрейфом, откуда происходит и название транзистора. Наиболее высокочастотные дрейфовые транзисторы успешно работают на частотах в сотни мегагерц.

К диффузионным транзисторам относятся приборы, изготовляемые методом выращивания и методом сплавления, а также поверхностно-барьерные транзисторы. Дрейфовые транзисторы с неравномерным содержанием примеси вдоль базы чаще всего изготавливаются методом диффузии примесей из жидкой или газообразной среды и поэтому иногда называются диффузионными, хотя по принципу действия являются дрейфовыми.

Сплавные транзисторы. Наиболее распространенными сейчас являются диффузионные транзисторы, получаемые методом вплавления примесей в однородную монокристаллическую пластинку полупроводника (рис. 5-14, *б*). На пластинку, например, из *n*-германия с обеих сторон соосно накладываются две навески индия. Затем пластинка нагревается до температуры плавления индия, причем в индии растворяется прилегающий слой германия. При охлаждении происходит рекристаллизация германия, однако области, насыщенные индием, приобретают проводимость обратного знака (*p*-типа).

Такая технология позволяет достаточно просто изготавливать транзисторы для работы на сравнительно низких частотах (не более нескольких мегагерц), в том числе мощные низкочастотные транзисторы.

Типичными представителями маломощных сплавных транзисторов являются германиевые транзисторы типов П13—П16 (структуры *p-n-p*) и П8—П11 (структуры *n-p-n*), а также кремниевые типов П101—П103 (*n-p-n*) и П104—П106 (*p-n-p*). Все они рассчитаны на работу при рассеиваемой мощности не более 150 *мвт*, имеют коэффициенты усиления по току в схеме с общим эмиттером от 10 до 100 и способны эффективно усиливать на частотах не выше нескольких сотен килогерц.

К мощным сплавным транзисторам (структуры *p-n-p*) относятся германиевые транзисторы типа П4 с максимальной рассеиваемой мощностью 30 *вт* и типов П201—П203 с максимальной рассеиваемой мощностью 10 *вт*. Эти транзисторы успешно применяются в мощных усилителях низкой частоты, в разнообразных схемах автоматики и в силовых устройствах, в том числе в электронных стабилизаторах напряжения и преобразователях постоянного напряжения. Во всех этих случаях мощные транзисторы обеспечивают значительное повышение к. п. д. по сравнению с аналогичными ламповыми устройствами.

Следует, однако, твердо помнить, что надежная работа мощных транзисторов невозможна без хорошего отвода тепла от них. Для улучшения теплоотвода во всех мощных транзисторах полупроводниковая пластинка припаивается непосредственно к основанию корпуса, а нижняя (опорная) поверхность корпуса шлифуется и никогда не покрывается краской. Это позволяет создать хороший тепловой контакт между корпусом транзистора и поверхностью дополнительного радиатора, на котором крепится транзистор. Простейшим радиатором может служить прямоугольная пластина из меди или дюралюминия. Необходимые размеры теплоотводящих пластин указываются в справочниках по транзисторам.

При необходимости электрически изолировать корпус мощного транзистора от шасси (с корпусом транзистора обычно бывает соединен коллектор) следует изолировать радиатор от шасси, а не транзистор от радиатора.

Диффузионно-сплавные (дрейфовые) транзисторы. Другую разновидность распространенных в настоящее время транзисторов образуют приборы, изготавливаемые путем комбинирования методов диффузионного введения примесей и вплавления. Методы изготовления таких транзисторов весьма разнообразны. В простейшем случае исходная пластинка полупроводника образует коллекторную область (*2* на рис. 5-14, *в*). Область базы создается в поверхностном слое пластинки (*4* на рис. 5-14, *в*) за счет диффузии атомов примеси с противоположным типом проводимости из газообразной среды при повышенной температуре. Наконец, для образования эмиттерной области в диффузионный слой вплавляется капля полупроводника с тем же типом проводимости, что и исходная пластинка (*3* на рис. 5-14, *в*).

Легкость контроля процесса диффузии примесей и глубины их проникновения позволяет формировать очень тонкие базовые слои, которые необходимы для достижения высокого частотного предела работоспособности транзисторов. Кроме того, процесс диффузии при-

меси приводит к образованию неоднородной базы, требующейся для дрейфового механизма переноса неосновных носителей, что также содействует повышению рабочих частот транзистора.

Типичными представителями этой категории приборов являются высокочастотные германиевые транзисторы типов П401—П403, хорошо работающие в широком диапазоне частот вплоть до коротких волн.

Методы диффузионной технологии используются также для изготовления мощных высокочастотных транзисторов.

5-3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРОВ

Статические характеристики

Статические характеристики выражают зависимость между постоянными напряжениями и токами, действующими в цепях электродов транзистора. В соответствии с тремя схемами включения транзистора различают статические характеристики транзистора в схемах с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором. Наиболее употребительны первые две системы статических характеристик.

Входные характеристики транзистора в схеме с общей базой (рис. 5-15) показывают зависимость тока эмиттера $I_э$ от напряжения эмиттера относительно базы $U_{э.б}$. При различных напряжениях на коллекторе $U_{к.б}$ входные характеристики различаются мало.

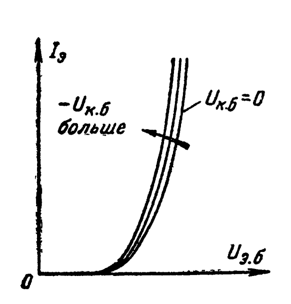


Рис. 5-15. Семейство входных статических характеристик транзистора в схеме с общей базой.

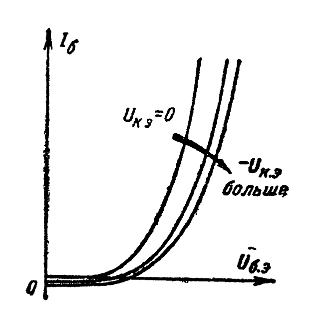


Рис. 5-16. Семейство входных статических характеристик транзистора в схеме с общим эмиттером.

Входные характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером (рис. 5-16) показывают зависимость тока базы $I_б$ от напряжения базы относительно эмиттера $U_{б\,э}$. Эти характеристики при разных напряжениях на коллекторе $U_{к.э}$ различаются несколько больше, чем входные характеристики в схеме с общей базой.

Выходные или коллекторные характеристики транзистора в схеме с общей базой показывают зависимость тока коллектора $I_к$ от напряжения коллектора относительно базы $U_{к.б}$. Семейства выходных характеристик бывают двух типов: при фиксированных значениях тока эмиттера $I_э$ (рис. 5-17) и при фиксированных значениях напряжения на эмиттере $U_{э\,б}$ (рис. 5-18). Характеристика семейства первого типа при $I_э=0$ представляет собой зависимость обратного тока коллекторного перехода от приложенного к нему обратного напряжения.

Выходные характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером показывают зависимость тока коллектора $I_к$ от напряжения коллектора относительно

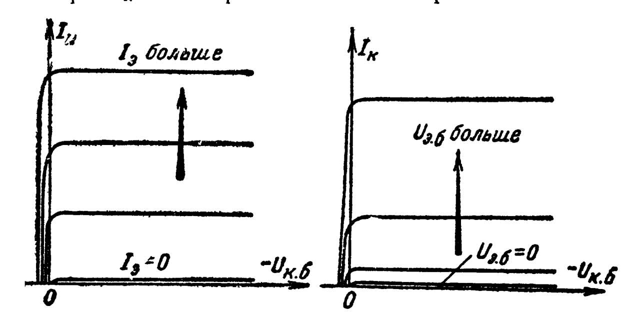


Рис. 5-17. Семейство выходных статических характеристик транзистора в схеме с общей базой при параметре — ток эмиттера.

Рис. 5-18. Семейство выходных статических характеристик транзистора в схеме с общей базой при параметре — напряжение эмиттера.

эмиттера $U_{к.э}$ при фиксированных значениях тока $I_б$ (рис. 5-19) или напряжения $U_{б\,э}$ (рис. 5-20) базы.

На рис. 5-15 — 5-20 представлены семейства характеристик плоскостных транзисторов структуры *p-n-p*.

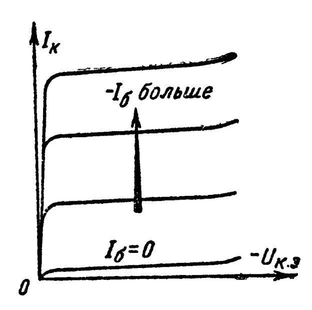


Рис. 5-19. Семейство выходных статических характеристик транзистора в схеме с общим эмиттером при параметре — ток базы.

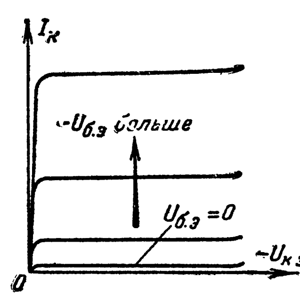


Рис. 5-20. Семейство выходных статических характеристик транзистора в схеме с общим эмиттером при параметре — напряжение базы.

Статические характеристики транзистора структуры *n-p-n* аналогичны, но полярности всех напряжений и направления токов обратные.

Малосигнальные параметры транзистора

Если к транзистору подведено питание и этим задана определенная рабочая точка на его характеристиках, то при наложении на питающие токи малых переменных сигналов транзистор ведет себя в отношении этих сигналов как линейный элемент электрической цепи. По существу именно это свойство транзисторов позволяет их применять в качестве неискажающих усилителей электрических колебаний. При этом транзистор можно представить (рис. 5-21) как активный линейный

четырехполюсник с короткозамкнутой стороной (один провод, общий для входной и выходной пар полюсов).

Напряжения и токи малых сигналов U_1, U_2, I_1, I_2, действующие во внешних цепях такого четырехполюсника, можно связать между собой различными системами уравнений, например:

$$\begin{cases} U_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2; \\ U_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2; \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2; \\ I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2; \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2; \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2. \end{cases}$$

Транзистор

Общий электрод

Рис. 5-21. Представление транзистора в виде четырехполюсника.

Коэффициенты этих систем уравнений (z_{ij}, y_{ij}, h_{ij}) отражают свойства данного четырехполюсника и образуют три системы малосигнальных параметров: параметры-сопротивления (z-параметры), параметры-проводимости (y-параметры) и смешанные или гибридные параметры (h-параметры) в соответствии с их размерностями.

Наиболее распространенной является система h-параметров. На основании последних двух уравнений каждый из h-параметров можно определить следующим образом:

$$h_{11} = \frac{U_1}{I_1} \text{ при } U_2 = 0$$

— входное сопротивление при коротком замыкании на выходе;

$$h_{12} = \frac{U_1}{U_2} \text{ при } I_1 = 0$$

— коэффициент обратной связи по напряжению при холостом ходе на входе;

$$h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \text{ при } U_2 = 0$$

— коэффициент усиления по току при коротком замыкании на выходе;

$$h_{22} = \frac{I_2}{U_2} \text{ при } I_1 = 0$$

— выходная проводимость при холостом ходе на входе.

В этих определениях под коротким замыканием подразумевается пренебрежимо малое сопротивление внешней цепи, причем ток сигнала не вызывает ощутимого падения напряжения в этой цепи. Под холостым ходом подразумевается, напротив, бесконечно большое сопротивление внешней цепи, так что напряжение сигнала не вызывает тока в этой цепи.

На практике режим короткого замыкания достигается исключением сопротивлений из соответствующей цепи или блокированием ее конденсатором достаточно большой емкости (короткое замыкание по переменному току). Режим холостого хода достигается включением в соответствующую цепь достаточно высокоомного сопротивления или дросселя с большой индуктивностью (холостой ход по переменному току).

При различных схемах включения транзистора одни и те же параметры принимают разные значения. По известным значениям h-параметров для схемы с общей базой (ниже они отмечаются дополнительным индексом *б*) можно определить значения h-параметров для схемы с общим эмиттером (дополнительный индекс *э*) при помощи номограммы, приведенной на рис. 5-22.

Параметр $h_{21э}$ определяется по значению $h_{21б}$ с помощью шкал, нанесенных на первой оси номограммы. Из этой же точки проводят два луча, пересекающие известные значения $h_{11б}$ и $h_{22б}$ на третьей шкале. Эти лучи пересекают вторую шкалу в точках, соответствующих значениям $h_{11э}$ и $h_{22э}$. Для определения $h_{12э}$ сначала вычисляют произведение $h_{11б}h_{22б}$ и пересчитывают его в вспомогательную величину $H_э$ прежним способом — при помощи луча, исходящего из точки h_{21} на первой шкале. После этого находят

$$h_{12э} = H_э - h_{12б}.$$

Обратный переход от схемы с общим эмиттером к схеме с общей базой осуществляется по этой же номограмме с той лишь разницей, что известные значения h-параметров схемы с общим эмиттером откладываются на второй шкале, а искомые значения h-параметров схемы с общей базой считываются с третьей шкалы. При этом

$$h_{12б} = H_б - h_{12э},$$

где величину $H_б$ находят на третьей шкале по значению произведения $h_{11э}h_{22э}$, отложенному на второй шкале.

Следует помнить, что $h_{21б}$ является отрицательной величиной (в связи с условным выбором направлений токов, как показано на рис. 5-21), а по абсолютному значению соответствует упоминавшемуся выше коэффициенту α:

$$h_{21б} = -\alpha.$$

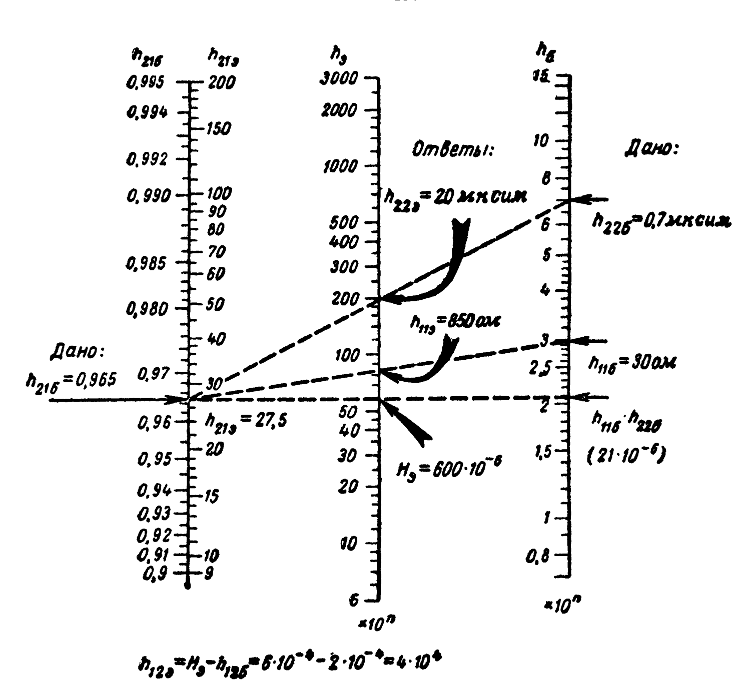


Рис. 5-22. Номограмма для перехода от параметров схемы с общей базой к параметрам схемы с общим эмиттером.

Параметр $h_{21э}$ часто обозначают символом β, причем

$$h_{21э} = \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

и выражается положительным числом.

Проиллюстрируем применение параметров эквивалентного четырехполюсника для расчета некоторых схем с транзисторами.

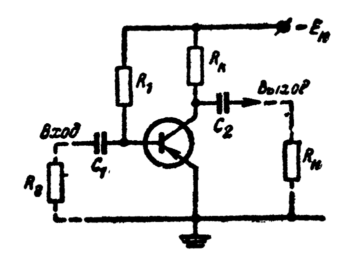


Рис. 5-23. Принципиальная схема усилителя низкой частоты с RC связью.

Пример 1. На рис. 5-23 изображена простейшая схема предварительного каскада усиления низкой частоты. Пусть сопротивление полезной нагрузки, в качестве которого выступает входное сопротивление следующего каскада, составляет $R_н=1$ *ком*, напряжение источника питания $E_к=9$ *в*, а рабочая точка транзистора выбрана так, что постоянный ток коллектора $I_к=1$ *ма*, напряжение на коллекторе $U_{к.э}=5$ *в*, а ток базы $I_б=30$ *мка*. При этом легко найти необходимые величины сопротивлений:

$$R_1 = \frac{E_к - U_{б.э}}{I_б} \approx \frac{E_к}{I_б} = \frac{9}{0,03} = 300\, ком;$$

$$R_к = \frac{E_к - U_{к.э}}{I_к} = \frac{9-5}{1} = 4\, ком.$$

Сопротивлением источника сигнала (генератора) $R_г$ для первого каскада является внутреннее сопротивление действительного источника сигнала, а для промежуточного каскада — выходное сопротивление предыдущего каскада. Примем $R_г=4$ *ком*.

В теории четырехполюсников выведены общие формулы для коэффициентов усиления по току (K_I) и по напряжению (K_U), для входного ($R_{вх}$) и выходного ($R_{вых}$) сопротивлений четырехполюсника, соединенного с источником сигнала и нагрузкой, как показано на рис. 5-21. При использовании h-параметров эти формулы имеют следующий вид:

$$K'_I = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_{н.э}};$$

$$K'_U = \frac{h_{21}R_{н.э}}{h_{11}(1+h_{22}R_{н.э}) - h_{12}h_{21}R_{н.э}};$$

$$R'_{вх} = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{22} + \frac{1}{R_{н.э}}};$$

$$R'_{вых} = \frac{h_{11} + R_{г.э}}{h_{22}(h_{11}+R_{г.э}) - h_{12}h_{21}}.$$

Все эти величины отмечены штрихом, поскольку они характеризуют не усилительный каскад, а только транзистор в схеме данного каскада. В качестве $R_{н.э}$ и $R_{г.э}$ надо подставлять эквивалентные сопротивления нагрузки и генератора. Для схемы, показанной на рис. 5-23, в области средних частот, когда можно пренебречь сопротивлением разделительных конденсаторов C_1 и C_2, они составляют:

$$R_{н.э} = \frac{R_нR_к}{R_н+R_к} = \frac{1\cdot 4}{1+4} = 0,8\, ком;$$

$$R_{г.э} = \frac{R_гR_1}{R_г+R_1} = \frac{4\cdot 300}{4+300} = 3,95\, ком.$$

На основании справочных данных или путем непосредственных измерений определяют h-параметры транзистора в выбранной точке в схеме с общим эмиттером. Для маломощных германиевых транзисторов при токе $I_э=1$ *ма* эти параметры имеют следующие типичные значения: $h_{11э}=1$ *ком*; $h_{12э}=3\cdot 10^{-4}$; $h_{21э}=30$; $h_{22э}=20$ *мксим*. Подстановка этих значений в приведенные выше формулы дает: $K'_I=29,5$; $K'_U=23,8$; $R'_{вх}=0,993$ *ком*; $R'_{вых}=55$ *ком*.

Из полученных величин только коэффициент усиления по напряжению K'_U непосредственно характеризует действие рассчитываемого каскада, поскольку входное и выходное напряжения транзистора и каскада совпадают. Величина K'_I указывает отношение токов в выходной и входной цепях транзистора и ввиду наличия сопротивлений $R_к$ и R_1, шунтирующих выходную и входную цепи каскада, оказывается больше действительного коэффициента усиления каскада по току K_I. Шунтирующее действие сопротивлений R_1 и $R_к$ сказывается и на величинах входного и выходного сопротивления каскада. Последние определяются по формулам параллельного соединения сопротивлений:

$$R_{вх} = \frac{R'_{вх}R_1}{R'_{вх}+R_1} = \frac{0,993\cdot 300}{0,993+300} = 0,99\, ком;$$

$$R_{вых} = \frac{R'_{вых}R_к}{R'_{вых}+R_к} = \frac{55\cdot 3,95}{55+3,95} \approx 3,7\, ком.$$

При этом коэффициент усиления каскада по току

$$K_I = K'_I\frac{R_{вх}}{R'_{вх}}\frac{R_{н.э}}{R_н} = 29,5\frac{0,99}{0,993}\frac{0,8}{1} = 23,5.$$

Из приведенного расчета видно, что

$$R'_{вх} \approx h_{11э};$$

$$K'_I \approx h_{21э};$$

$$K_U = K'_U \approx \frac{h_{21э}}{h_{11э}}R_{н.э};$$

$$R_{вых} \approx R_к.$$

Эти упрощенные соотношения всегда действительны, если $R_{н.э} \ll 1/h_{22}$, что очень часто имеет место на практике. При этом можно проводить расчет, еще не зная величины $R_г$, что очень выгодно при покаскадном расчете усилителя в направлении от выходного каскада ко входному, так как в этом случае параметры каскада, предшествующего рассчитываемому, не известны.

Значения всех малосигнальных параметров зависят от рабочей точки транзистора, в особенности от постоянного тока эмиттера (или практически равного ему тока коллектора). Параметры, имеющие размерность сопротивления (h_{11} и все z-параметры), в области токов от 0,2 до 5 *ма* изменяются примерно обратно пропор-

ционально току, а параметры, имеющие размерность проводимости (h_{22} и все y-параметры), прямо пропорционально току. Безразмерные параметры (h_{12}, h_{21}) сравнительно слабо зависят от тока. В справочных данных для маломощных транзисторов обычно приводятся значения параметров $h_{12б}$, $h_{21б}$ и $h_{22б}$ при токе эмиттера, равном 1 *ма*. Параметр $h_{11б}$ для всех германиевых транзисторов имеет практически одинаковое значение — около 30 *ом* при токе 1 *ма*. В схеме с общим эмиттером соответственно

$$h_{11э} \approx 30 h_{21э} = 30\beta \text{ ом}.$$

В области звуковых частот обычно пренебрегают частотной зависимостью малосигнальных параметров. Но по мере дальнейшего повышения частоты сигнала значения всех параметров начинают существенно изменяться и становятся комплексными.

Одна из причин частотной зависимости параметров транзистора обусловлена возрастающим с повышением частоты влиянием емкостей *p-n* переходов. Но не меньшую роль играют временные характеристики процесса переноса неосновных носителей через базу. Конечное время переноса приводит к тому, что изменения тока коллектора отстают по фазе от изменений тока эмиттера или базы, причем этот сдвиг по фазе возрастает с повышением частоты усиливаемого сигнала. Кроме того, при повышении частоты сигнала уменьшаются абсолютные значения коэффициентов усиления по току α и β. Это связано с тем, что время переноса отдельных носителей несколько различно, в результате чего волна носителей по пути от эмиттера к коллектору несколько сглаживается. Чем выше частота усиливаемых колебаний и чем толще база, тем сильнее происходит это сглаживание.

Частота, на которой коэффициент усиления по току в схеме с общей базой α уменьшается до 0,7 своего низкочастотного значения (на 3 *дб*), называется граничной частотой α и обозначается символом f_α. Поскольку у плоскостных транзисторов низкочастотное значение $\alpha_0 \approx 1$, то часто f_α определяют как частоту, на которой $\alpha = 0{,}7$.

Аналогичный параметр для схемы с общим эмиттером обозначают f_β. Частота f_β примерно в β раз ниже частоты f_α. Это указывает на то, что частотные зависимости параметров транзистора в схеме с общим эмиттером начинают проявляться на значительно более низких частотах, чем в схеме с общей базой.

При расчете высокочастотных схем обычно предпочитают пользоваться параметрами-проводимостями (y-параметрами), которые легче измеряются на высоких частотах. При этом все y-параметры оказываются комплексными величинами и их представляют в виде суммы активной и реактивной составляющих. Реактивные составляющие часто представляют при помощи эквивалентных им емкостей Таким образом, можно записать:

$$y_{11} = g_{11} + j\omega C_{11};$$
$$y_{12} = g_{12} + j\omega C_{12};$$
$$y_{21} = g_{21} + j\omega C_{21};$$
$$y_{22} = g_{22} + j\omega C_{22};$$

здесь g_{11}, g_{12}, g_{21}, g_{22} — активные составляющие соответственно входной проводимости, проводимости обратной связи, проводимости (крутизны) усиления и выходной проводимости; C_{11} — входная емкость; C_{12} — емкость обратной связи; C_{21} — емкость, эквивалентная реактивной составляющей проводимости (крутизны) усиления; C_{22} — выходная емкость.

Все перечисленные параметры характеризуют транзистор в режиме короткого замыкания выходной или входной цепи. В реальных схемах при конечных проводимостях цепи нагрузки ($y_{н.э}$) и источника сигнала ($y_{г.э}$) входная ($y_{вх}$) и выходная ($y_{вых}$) проводимости транзистора могут существенно отличаться от значений y_{11} и y_{22} соответственно. Они определяются по формулам известным из теории четырехполюсников:

$$y_{вх} = y_{11} + \frac{y_{12} y_{21}}{y_{22} + y_{н.э}} = y_{11} + \Delta y_{вх};$$

$$y_{вых} = y_{22} + \frac{y_{12} y_{21}}{y_{11} + y_{г.э}} = y_{22} + \Delta y_{вых}.$$

Пример 2. На рис. 5-24 приведена схема резонансного усилителя с одиночными колебательными контурами во входной и выходной цепях. В такой схеме комплексными величинами оказываются не только y-параметры транзистора, но и эквивалентные проводимости генератора и нагрузки, причем реактивные составляющие $y_{г.э}$ и $y_{н.э}$ сильно изменяются и даже меняют знак в районе резонансной частоты контуров (в схеме на рис. 5-24 на частотах ниже резонансной появляются индуктивные составляющие $y_{г.э}$ и $y_{н.э}$, а на частотах выше резонансной — емкостные). Соответствующим образом изменяются в районе резонансной частоты усилителя составляющие $\Delta y_{вх}$ и $\Delta y_{вых}$ входной и выходной проводимостей транзистора (см. формулы $y_{вх}$ и $y_{вых}$). Поскольку проводимостью $y_{вх}$ нагружен входной колебательный контур, то его добротность и настройка будут зависеть от настройки выходного контура. Наоборот, от настройки входного колебательного контура будут зависеть добротность и настройка выходного контура.

Эта взаимозависимость настроек колебательных контуров сильно затрудняет налаживание усилителя и приводит к искажению формы резонансной кривой усилителя. Мало того, во многих случаях активные составляющие $\Delta y_{вх}$ и $\Delta y_{вых}$ получаются отрицательными, и если по абсолютной величине они превзойдут активные составляющие y_{11} и y_{22}, то входное и выходное сопротивления транзистора станут отрицательными, что может вызвать самовозбуждение усилителя.

Для предотвращения неприятностей, к которым приводит внутренняя обратная связь в высокочастотных резонансных усилителях, необходимо сделать $\Delta y_{вх}$ и $\Delta y_{вых}$ достаточно малыми по сравнению с y_{11} и y_{22} соответственно. Это достигается одним из двух следующих способов.

Первый способ — нейтрализация внутренней обратной связи заключается в создании дополнительной внешней обратной связи такой, что она компенсирует внутреннюю. Для этого достаточно между выходным и входным электродами транзистора включить цепочку y_N (рис. 5-25, *а*), проводимость которой равна y_{12}. Согласно теории четырехполюсников результирующая проводимость обратной связи равна разности y_{12} и y_N и при $y_N = y_{12}$ обращается в нуль. Это значит, что $\Delta y_{вх}$ и $\Delta y_{вых}$, содержащие в качестве сомножителей величину y_{12}, пропадут. Тогда $y_{вх N} = y_{11}$ и не зависит от $y_{н.э}$, а $y_{вых N} = y_{22}$ и не зависит от $y_{г.э}$.

У транзисторов в схеме с общим эмиттером g_{12} и C_{12} выражаются отрицательными величинами, поэтому на практике нейтрализующую цепочку включают через переворачивающий полярность трансформатор (рис. 5-25, *б*), причем часто ограничиваются применением одного конденсатора C_N, так как активная составляю-

щая проводимости (g_{12}) мала и не играет большой роли.

Если числа витков $w_к$, включенных в коллекторную цепь транзистора, и w_N, используемых для связи с нейтрализующей цепью не одинаковы, то необходимая емкость нейтрализующего конденсатора

$$C_N = -C_{12}\left(\frac{w_к}{w_N}\right)^2.$$

Абсолютное значение емкости C_{12} весьма близко к величине емкости коллекторного перехода транзистора $C_к$.

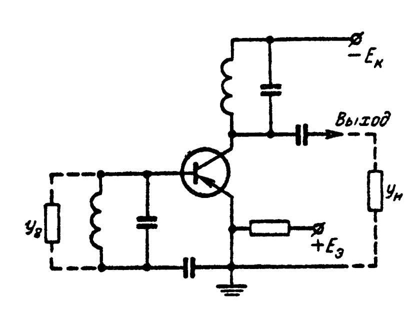
уравнение при коэффициенте в правой части, равном 1,5, дает:

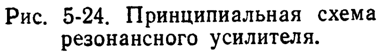
$$\left(1+\frac{g_{г.э}}{0{,}6_{мсим}}\right)\left(1+\frac{g_{н.э}}{7_{мксим}}\right)=225.$$

Это условие можно удовлетворить, например, при $g_{г.э}=8{,}5$ *мсим* и $g_{н.э}=100$ *мксим.*

Даваемое не нейтрализованным каскадом усиление по мощности определяется по формуле

$$K_P = 2\frac{|y_{21}|}{|y_{12}|}(1-K_у)$$




Рис. 5-24. Принципиальная схема резонансного усилителя.

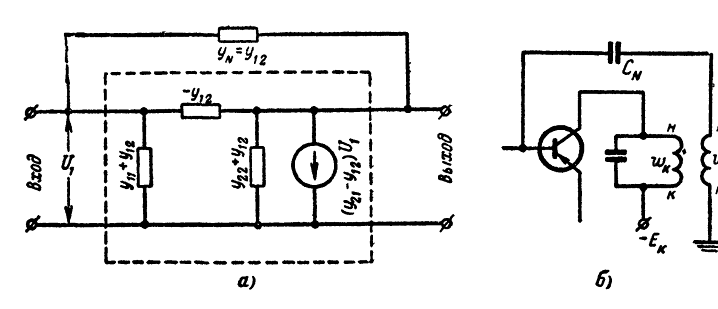


Рис. 5-25. Принцип нейтрализации обратной связи (*а*) и практическая схема с нейтрализацией (*б*).

Другой, более распространенный способ уменьшения влияния внутренней обратной связи состоит в уменьшении сопротивлений генератора и нагрузки. Действительно, увеличивая проводимости $y_{н.э}$ и $y_{г.э}$, можно сильно уменьшить $\Delta y_{вх}$ и $\Delta y_{вых}$ и сделать несущественным их влияние на входную и выходную проводимости транзистора. Уменьшение сопротивлений нагрузки и источника сигнала приводит к снижению усиления, даваемого транзистором, но зато такой усилитель по сравнению с усилителем, в котором применена нейтрализация внутренней обратной связи, проще в налаживании и его характеристики получаются более стабильными при изменении питающих напряжений, температуры и при смене транзисторов.

Оценка степени удаленности не нейтрализованного усилителя от условий самовозбуждения производится с помощью коэффициента устойчивости $K_у$, который зависит от параметров транзистора и внешних цепей:

$$K_у = 1 - \frac{|y_{12}|\,|y_{21}|}{2(g_{11}+g_{г.э})(g_{22}+g_{н.э})},$$

где $g_{г.э}$ и $g_{н.э}$ обозначают активные составляющие эквивалентных проводимостей источника сигнала и нагрузки.

В большинстве случаев необходимо иметь $K_у \geqslant 0{,}7$—$0{,}8$. Таким образом, зная параметры транзистора y_{12}, y_{21}, g_{11} и g_{22} надо выбирать $g_{г.э}$ и $g_{н.э}$ из условия

$$\left(1+\frac{g_{г.э}}{g_{11}}\right)\left(1+\frac{g_{н.э}}{g_{22}}\right)=(1{,}5\div 3)\,\frac{|y_{12}|\,|y_{21}|}{g_{11}g_{22}}.$$

Пусть в усилителе промежуточной частоты (465 *кгц*) применен транзистор типа П402. При $I_э=1$ *ма* и $U_к=-5$ *в* его параметры имеют следующие значения: $|y_{12}|=20$ *мксим*; $|y_{21}|=30$ *мсим*; $g_{11}=0{,}6$ *мсим*; $g_{22}=6{,}7$ *мксим.* Подстановка этих значений в последнее

и в данном случае ($K_у=0{,}7$) составляет

$$K_P = 2\frac{30\,000}{20}\,0{,}3 = 900.$$

Как измерение частотно-зависимых параметров эквивалентного четырехполюсника, так и применение их для расчета высокочастотных схем сопряжено с громоздкими расчетами. Поэтому часто в области высоких частот предпочитают пользоваться эквивалентными схемами и вытекающими из них упрощенными соотношениями, в которых фигурирует небольшое количество частотно-независимых физических параметров, характеризующих частотные свойства транзистора.

Эквивалентные схемы транзисторов

Эквивалентные схемы представляют собой такие сочетания простейших элементов электрической цепи, которые имитируют определенные (но не все!) свойства заменяемого ими транзистора.

Чаще всего эквивалентные схемы применяются для имитации тех же свойств транзистора, которые выражаются параметрами эквивалентного четырехполюсника: реакции транзистора на малые переменные токи и напряжения в усилительных каскадах. При этом многие расчеты, особенно в области высоких частот, упрощаются и становятся более наглядными.

В специальной литературе описано большое количество разнообразных эквивалентных схем, отличающихся конфигурацией и количеством содержащихся в них элементов. Упомянем три наиболее распространенные схемы.

Низкочастотная Т-образная эквивалентная схема (рис. 5-26). Она состоит из трех сопротивлений, названия которых совпадают с наименованиями электродов транзистора ($r_э$ — сопротивление эмиттера; $r_б$ — сопро-

тивление базы; $r_к$ — сопротивление коллектора), и источника усиленного транзистором сигнала (генератора $ai_э$, вырабатывающего ток, пропорциональный току сигнала в цепи эмиттера $i_э$). Эта схема не отражает частотной зависимости парамегров транзистора и пригодна в основном для расчета низкочастотных усилителей, работающих в режиме А.

Отметим связь некоторых параметров Т-образной эквивалентной схемы с h-параметрами этого же транзистора в схеме с общей базой (в той же рабочей точке):

$$a \approx \alpha = -h_{21б};$$

$$r_к \approx \frac{1}{h_{22б}};$$

$$r_б = \frac{h_{12б}}{h_{22б}};$$

$$r_э = h_{11б} - r_б(1 + h_{21б}).$$

Сопротивление $r_э$ у реальных транзисторов составляет от 0,5 $h_{11б}$ до 0,9 $h_{11б}$ (13—27 *ом* при токе эмиттера $I_э = 1$ *ма*). В области токов эмиттера от 0,2 до 5 *ма* все три сопротивления ($r_э$, $r_б$ и $r_к$) изменяются, примерно, обратно пропорционально току и мало зависят от напряжения коллектора.

Высокочастотные эквивалентные схемы. При работе транзистора в качестве усилителя высокой частоты обычно частоты усиливаемых сигналов в несколько раз превышают граничную частоту коэффициента усиления

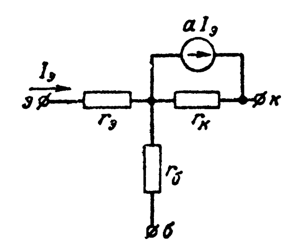


Рис. 5-26. Низкочастотная Т-образная эквивалентная схема с генератором тока.

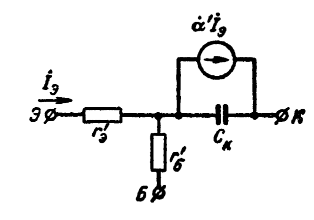


Рис. 5-27. Высокочастотная Т-образная эквивалентная схема.

по току в схеме с общим эмиттером (f_β), но в то же время оказываются значительно ниже граничной частоты коэффициента усиления по току в схеме с общей базой (f_α), т. е.

$$f_\beta \ll f_{раб} \ll f_\alpha .$$

При этом вполне удовлетворительно отражает свойства транзистора довольно простая эквивалентная схема, представленная на рис. 5-27. По конфигурации эта схема является Т-образной и удобна для расчета каскадов, в которых транзистор включается по схеме с общей базой. Ее элементы $r_э'$ и $r_б'$ не равны сопротивлениям $r_э$ и $r_б$ низкочастотной Т-образной схемы (см. рис. 5-26).

Высокочастотное сопротивление эмиттера $r_э'$ непосредственно равно сопротивлению эмиттерного перехода для малых переменных токов в рабочем режиме транзистора. Оно составляет 26 *ом* при токе эмиттера $I_э = 1$ *ма* и подобно величине $r_э$ изменяется обратно пропорционально току $I_э$. Элемент $r_б'$ называется высокочастотным (или объемным) сопротивлением базы. Он представляет собой электрическое сопротивление объема полупроводника, образующего область базы, и его значение часто указывается в справочных данных для высокочастотных транзисторов. Величина $r_б'$ обычно значительно меньше сопротивления базы $r_б$, присутствующего в низкочастотной Т-образной схеме, и составляет для разных транзисторов от 30 до 150 *ом*.

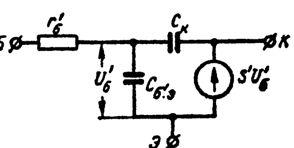


Рис. 5-28. Высокочастотная П-образная эквивалентная схема.

Элемент $C_к$ представляет собой емкость коллекторного p-n перехода. Ее значение также приводится в справочных данных. Эта емкость несколько уменьшается при повышении коллекторного напряжения. У высокочастотных транзисторов емкость $C_к$ обычно не превышает 10 *пф*.

Именно элементы $C_к$ и $r_б'$ обусловливают внутреннюю обратную связь, опасную на высоких частотах. Чем больше $C_к$ и $r_б'$, тем сильнее обратная связь и тем труднее получить устойчивое усиление на высоких частотах. Поэтому важным высокочастотным параметром транзистора является произведение обеих величин, имеющее размерность времени:

$$\tau_к = r_б' C_к.$$

Эту величину часто называют постоянной времени коллекторной цепи и приводят в справочных данных.

Генератор тока $\dot{\alpha}' I_э$ в схеме на рис. 5-27 в отличие от низкочастотной схемы на рис. 5-26 считается частотно-зависимым, для чего коэффициенту α' приписывают комплексное частотно-зависимое значение:

$$\dot{\alpha}' = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{f}{f_\alpha}},$$

где α_0 — низкочастотное значение коэффициента усиления по току в схеме с общей базой, а f_α — граничная частота этого коэффициента.

Для расчета высокочастотных каскадов с транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером, удобнее П-образный вариант высокочастотной эквивалентной схемы (рис. 5-28), в котором элементы $r_б'$ и $C_к$ сохраняют прежний смысл и значения, а емкость $C_{б.э}'$ и крутизна S' не зависят от частоты и равны:

$$C_{б.э}' = \frac{1}{2\pi f_\beta (h_{11э} - r_б')};$$

$$S' = \frac{h_{21э}}{h_{11э} - r_б'},$$

где $h_{11э}$ и $h_{21э}$ — низкочастотные значения h-параметров, а f_β — граничная частота коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером.

Емкость $C_{б.э}'$ часто называют диффузионной емкостью базы, потому что она характеризует заряд избыточных носителей, диффундирующих через базу транзистора. Эта емкость прямо пропорциональна току эмиттера и составляет несколько тысяч пикофарад у низко-

частотных транзисторов, а у высокочастотных снижается до сотен и даже десятков пикофарад (при токе эмиттера 1 *ма*). Крутизна S' также прямо пропорциональна току эмиттера. При $I_э=1$ *ма* она составляет 30—40 *ма/в*.

Частотная зависимость усиления транзистора в схеме, показанной на рис. 5-28, в первую очередь связана с частотной зависимостью делителя напряжения, образуемого элементами $r'_б$ и $C_{б'.э}$, ибо выходной ток транзистора пропорционален напряжению $U'_б$, падающему на емкости $C'_{б.э}$ (на эмиттерном переходе транзистора). Отсюда ясно, что с увеличением $r'_б$ усиление транзистора на высоких частотах падает быстрее. Аналогичное влияние оказывает внутреннее сопротивление источника усиливаемого сигнала, так как оно оказывается соединено последовательно с $r'_б$. Поэтому у различных усилителей с одним и тем же транзистором спад усиления в области высоких частот может начинаться при весьма различных частотах в зависимости от величины внутреннего сопротивления источника сигнала (чем оно меньше, тем выше граничная частота коэффициента усиления).

Параметры $r'_бC_к$ и f_α позволяют определить важную высокочастотную характеристику транзистора — максимальную частоту $f_{макс}$, на которой способен генерировать данный транзистор:

$$f_{макс}=\sqrt{\frac{\alpha_0 f_\alpha}{30 r'_б C_к}}\approx\sqrt{\frac{f_\alpha}{30 r'_б C_к}},$$

где f_α подставляется в мегагерцах, $r'_б$ — в омах, а $C_к$ — в пикофарадах, при этом $f_{макс}$ определяется в тысячах мегагерц. На этой же частоте $f_{макс}$ транзистор перестает работать как усилитель.

Параметры, определяющие предельные режимы применения транзисторов

Для того чтобы транзистор надежно работал, при его эксплуатации нельзя превышать некоторые предельные режимные характеристики.

Предельная температура коллекторного перехода $T_{пред}$ характеризует ту наиболее высокую температуру коллектора, при которой гарантируется работоспособность и сохранность транзистора. Из-за температурной зависимости большинство электрических параметров при температуре $T_{пред}$ резко ухудшает свои значения.

Температура коллектора зависит от температуры окружающей среды, от условий теплоотдачи и ее допустимое значение ограничивает мощность, рассеиваемую внутри транзистора (в основном на коллекторном переходе, ибо эмиттерный переход обычно находится под очень низкими напряжениями). Для германиевых транзисторов $T_{пред}$ составляет 85° С, а у кремниевых достигает 150° С.

Предельная мощность, рассеиваемая транзистором $P_{пред}$, характеризует то наибольшее значение мощности, длительно рассеиваемой в транзисторе, при котором гарантируется сохранность транзистора. В малосигнальных режимах рассеиваемая мощность оценивается произведением постоянного напряжения на ток коллектора. При больших сигналах мощность, рассеиваемая в транзисторе, рассчитывается по специальным формулам, различным для разных форм сигналов. Превышение величины $P_{пред}$ может вызвать перегрев транзистора и выход его из строя.

Величина $P_{пред}$ зависит от $T_{пред}$ и условий теплоотдачи, в частности от температуры окружающего воздуха $T_{окр}$. С повышением $T_{окр}$ значение $P_{пред}$ снижается.

Для связи этих величин пользуются формулой

$$P_{пред}=\frac{T_{пред}-T_{окр}}{R_т},$$

где $R_т$ — «тепловое сопротивление» (°С/*мвт* или °С/*вт*), которое показывает превышение температуры коллектора над температурой окружающего воздуха $T_{окр}$ при рассеивании транзистором мощности в 1 *мвт* или 1 *вт*.

Величина $R_т$ включает в себя тепловое сопротивление конструкции транзистора (от коллекторного перехода до корпуса транзистора) и сопротивление теплоотдачи корпуса транзистора (корпус — воздух). Для маломощных транзисторов, используемых без радиаторов, в справочниках указывают полное тепловое сопротивление, которое и надо подставлять в приведенную формулу. Мощные транзисторы, как правило, используются с дополнительным теплоотводом при помощи разнообразных радиаторов, которые позволяют резко уменьшить сопротивление теплоотдачи между корпусом транзистора и окружающим воздухом. Поэтому для мощных транзисторов часто указывают тепловое сопротивление самого транзистора на участке коллекторный переход — корпус. При этом также можно пользоваться приведенной формулой, если вместо $T_{окр}$ подставлять в нее температуру корпуса транзистора $T_{корп}$, зависящую от свойств применяемого радиатора. Если тепловое сопротивление радиатора обозначить $R_{т.р}$, то при идеальном тепловом контакте радиатора с транзистором

$$T_{корп}=T_{окр}+PR_{т.р},$$

где P — мощность, рассеиваемая в транзисторе.

Предельное напряжение на коллекторе в схеме с общей базой $U_{к.пред}$ обычно ограничивается электрической прочностью коллекторного перехода. Превышение $U_{к.пред}$ приводит к резкому увеличению тока коллектора, вслед за чем транзистор может выйти из строя в результате электрического или теплового пробоя.

Предельное напряжение на коллекторе в схеме с общим эмиттером $U_{к.пред}$ ограничивается, кроме того, возможностью лавинообразного нарастания тока коллектора из-за прохождения его через эмиттерный переход в прямом направлении.

Чем больше сопротивление, введенное в цепь базы транзистора, тем большая часть обратного тока коллекторного перехода направляется через эмиттерный переход, увеличивая его прямое смещение и приводя таким образом к дополнительному увеличению тока коллектора. Эта своеобразная внутренняя положительная обратная связь и вызывает лавинообразное нарастание коллекторного тока при напряжениях, не достигающих пробивного напряжения коллекторного перехода. Даже при непосредственном соединении выводов базы и эмиттера величина $U_{к.пред}$ может быть ниже пробивного напряжения коллекторного перехода, так как в цепи вывода базы присутствует конечное объемное сопротивление слоя полупроводника ($r'_б$). При отключенной базе, когда весь обратный ток коллекторного перехода проходит через эмиттерный переход, напряжение $U_{к.пред}$ оказывается наиболее низким и у транзисторов с высоким значением β может составлять менее 5 *в*.

Поэтому во всех случаях питания транзистора от одного источника, когда в цепь базы приходится вводить сопротивление, надо всячески стремиться по возможности уменьшить его. По этой же причине не реко-

мендуется даже на короткое время оставлять транзистор под напряжением с отключенной базой, так как при этом он может выйти из строя даже при напряжении, более низком, чем нормальное.

Предельные токи с точки зрения сохранности транзистора обычно ограничиваются мощностью, которую допускается рассеивать в транзисторе, и при низких напряжениях могут достигать больших значений. Однако по мере увеличения тока эмиттера (коллектора) у большинства транзисторов начинает снижаться коэффициент усиления по току и это ставит разумный предел рабочим токам транзистора во многих схемах применения.

Кроме того, у некоторых типов дрейфовых транзисторов при увеличении тока сверх определенного значения может наступить так называемый токовый прокол, отчего в цепи эмиттер — коллектор появится большой неуправляемый ток, ограничиваемый только внешними сопротивлениями. Если при этом не будет превышена предельная мощность, то транзистор не выйдет из строя и после выключения питания вновь будет нормально работать, но в режиме токового прокола он не проявляет усилительных свойств.

Таким образом, указываемые в справочных данных предельные значения токов в ряде случаев носят условный характер, но во избежание недоразумений их, как правило, не следует превышать.

Технические условия на транзисторы не рекомендуют использование транзисторов в режимах, сочетающих несколько предельных величин, так как это может привести к ненадежной работе транзистора.

5-4. НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ТРАНЗИСТОРОВ

Разброс электрических параметров

При современном уровне технологии изготовления транзисторов не удается получать транзисторы с малым разбросом значений электрических параметров. Действующая в настоящее время система отбраковки и классификации транзисторов основана главным образом на одностороннем ограничении значений электрических параметров. Двусторонние ограничения существуют только для значений коэффициента усиления по току (β). В отношении же остальных параметров по марке транзистора можно судить лишь о их наихудших значениях. Основная же масса транзисторов имеет значительно лучшие параметры, чем оговариваемые в справочных таблицах. Это обстоятельство осложняет взаимозаменяемость транзисторов в схемах, отработанных на случайных экземплярах без учета присущего им разброса параметров.

Наибольший разброс имеет место по параметрам $I_{к0}$ (обратный ток коллектора), h_{22} (выходная проводимость), f_α (предельная частота усиления по току). Разброс по $I_{к0}$ достигает обычно 10—20 раз, а по h_{22} — 5 раз, в связи с чем средние значения этих параметров, как правило, в несколько раз лучше приведенных в таблицах. Так, например, для наиболее распространенных транзисторов типов П13—П15 среднее значение $I_{к0}$ составляет 2—3 *мка* против нормы 10—15 *мка*, h_{22} порядка 0,7 *мксим* (норма 2—3,3 *мксим*) и т. д. Разброс значений f_α такой же, как у коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером (2—3 раза).

Для ослабления зависимости характеристик схем от параметров транзисторов широко применяются отрицательные обратные связи. Тем не менее для отдельных наиболее ответственных каскадов (гетеродин, двухтактный усилитель по схеме с общим эмиттером, блокинг-генератор и т. п.) иногда специально подбирают наиболее подходящие экземпляры транзисторов (с наибольшим значением f_α, с одинаковыми коэффициентами β и др.) или прибегают к использованию лучших типов транзисторов, гарантирующих достаточный запас по наиболее критичным параметрам.

Температурная зависимость электрических параметров

Зависимость электрических параметров транзисторов от температуры приводит к изменению характеристик транзисторных схем при колебаниях температуры. Такой же эффект вызывает саморазогрев транзисторов при больших мощностях, рассеиваемых на коллекторе. Особенно тяжелые условия работы транзисторов имеют место в переносной аппаратуре, предназначенной для эксплуатации на открытом воздухе, и в комбинированных лампово-транзисторных устройствах. Обратный ток коллектора $I_{к0}$ у германиевых транзисторов возрастает в 1,5—2 раза при повышении температуры на каждые 10° С. Коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером β с ростом температуры увеличивается на 10—15% на каждые 10° С. Выходная проводимость в схеме с общей базой $h_{22б}$ растет как при повышении температуры, так и при ее понижении относительно комнатной, достигая примерно удвоенных значений при +70 и —50° С. Предельная частота усиления f_α слегка понижается при повышении температуры (на 20—30% при +70° С). Емкость коллектора $C_к$ от температуры практически не зависит. Входное сопротивление h_{11} в схеме с общей базой возрастает по мере повышения температуры до +70° С на 20—30%, а в схеме с общим эмиттером — в 1,5—2 раза.

Для температурной стабилизации характеристик схем на транзисторах широко применяют специальные схемы стабилизации рабочей точки, отрицательные обратные связи, термокомпенсацию с помощью нелинейных термосопротивлений и полупроводниковых диодов. Важно также правильно выбрать тип транзисторов, чтобы при самой неблагоприятной температуре его параметры имели еще удовлетворительные значения. В схемах, предназначенных для работы при особенно высоких температурах (+70 ÷ +120° С), необходимо применять кремниевые транзисторы.

Стабилизация рабочей точки

Рабочую точку транзистора принято задавать фиксированными значениями тока эмиттера $I_э$ и напряжения на коллекторном переходе $U_{к.б}$. Это легко сделать, используя два независимых источника $E_э$ и $E_к$ для питания эмиттерной и коллекторной цепей (рис. 5-29). Поскольку падение напряжения на промежутке эмиттер — база $U_{э.б}$ очень мало (несколько десятых долей вольта), то уже при напряжении источника $E_э = 1,5 \div 3$ *в* ток эмиттера практически определяется сопротивлением $R_э$:

$$I_э = \frac{E_э - U_{э.б}}{R_э} \approx \frac{E_э}{R_э}.$$

При этом ток коллектора

$$I_к = \alpha I_э + I_{к0}$$

и также отличается высокой стабильностью, ибо величина α от одного экземпляра плоскостного транзистора к другому отличается не более чем на 10%, а обратный ток $I_{к0}$ обычно много меньше рабочей составляющей тока коллектора $\alpha I_э$. Поэтому и напряжение $U_{к.б}$

оказывается достаточно стабильным даже при относительно высоких сопротивлениях цепи по постоянному току ($R_к$).

Лишь при особенно высоких температурах величина $I_{к0}$ может стать соизмеримой с рабочим током коллектора $\alpha I_э$, что приводит к излишнему нагреву коллектора и снижению напряжения $U_{к.б}$.

Чтобы упростить систему питания транзисторов, часто применяют схемы с одним источником $E_{к.э}$. Простейшая из этих схем (с одним сопротивлением в цепи

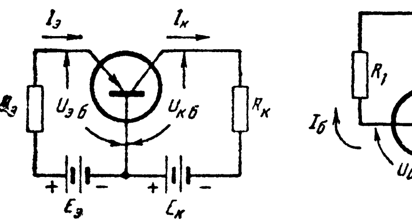


Рис. 5-29. Схема питания транзистора от двух источников.

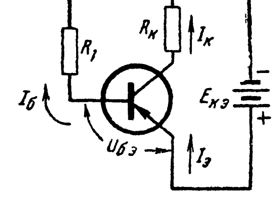


Рис. 5-30. Простейшая схема питания транзистора от одного источника.

базы), показанная на рис. 5-30, создает режим фиксированного тока базы. Вследствие малого падения напряжения на промежутке база — эмиттер ($U_{б.э}$) ток базы в этой схеме

$$I_б \approx \frac{E_{к.э}}{R_б},$$

при этом токи эмиттера и коллектора составляют:

$$I_э = \frac{I_б + I_{к0}}{1-\alpha} \approx \beta(I_б + I_{к0});$$

$$I_к = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_б + \frac{1}{1-\alpha} I_{к0} \approx \beta(I_б + I_{к0}).$$

В связи с тем, что значения β и $I_{к0}$ от одного экземпляра транзистора к другому существенно различаются, для установления определенного значения $I_э$ (или $I_к$) в этой схеме могут требоваться различные токи базы $I_б$ и обычно приходится подбирать сопротивление $R_б$ под данный транзистор опытным путем.

Кроме того, эта схема не обеспечивает стабильной рабочей точки транзистора при изменении температуры, ибо обратный ток $I_{к0}$ соизмерим с током базы $I_б$ уже при нормальных температурах.

Для оценки различных схем питания транзисторов с точки зрения их стабильности введен коэффициент нестабильности S, показывающий, во сколько раз изменение тока коллектора ($\Delta I_к$) больше вызвавшего его изменения обратного тока коллекторного перехода ($\Delta I_{к0}$):

$$S = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_{к0}}.$$

Для схемы с двумя источниками питания $S=1$, а для простейшей схемы с одним источником

$$S = \frac{1}{1-\alpha},$$

т. е имеет значение порядка $\beta \gg 1$.

5—2676

Основная схема стабилизации рабочей точки транзистора при питании от одного источника (рис. 5-31) включает в себя делитель из сопротивлений R_1 и R_2, сообщающих базе транзистора довольно жесткий потенциал, и третье сопротивление $R_э$ в цепи эмиттера, создающее отрицательную обратную связь по току. Коэффициент нестабильности этой схемы

$$S = \frac{1}{1 - \dfrac{\alpha}{1 + \dfrac{R_э}{R_б}}},$$

где

$$R_б = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

— параллельное соединение сопротивлений R_1 и R_2.

Стабилизирующее свойство этой схемы связано с тем обстоятельством, что делитель R_1R_2 делит напряжение одного источника $E_{к.э}$ на два ($E'_к$ и $E'_э$), как бы приближая эту схему к схеме с независимыми источниками питания эмиттерной и коллекторной цепей. Чем низкоомнее делитель R_1R_2, тем лучше это приближение.

На практике величину $E'_э$ выбирают в пределах 1—3 *в*, а сопротивление $R_э$ рассчитывают по заданному значению тока эмиттера $I_э$:

$$R_э = \frac{E'_э - 0{,}2\,в}{I_э}.$$

Тогда при выбранном значении S (обычно в пределах 1,5—4) можно рассчитать необходимые значения сопротивлений делителя по приближенным формулам:

$$R_2 \approx (S-1) R_э \frac{E_{к.э}}{E'_э};$$

$$R_1 = \frac{R_2}{\dfrac{E_{к.э}}{E'_э} - 1}.$$

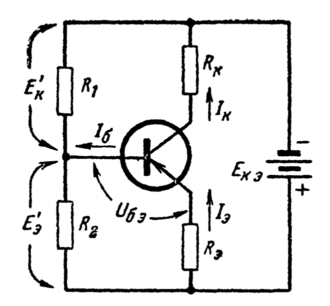


Рис. 5-31. Основная схема стабилизации рабочей точки транзистора.

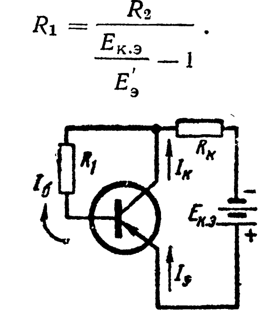


Рис. 5-32. Упрощенная схема стабилизации рабочей точки транзистора.

Для того чтобы сопротивление $R_э$ не создавало отрицательной обратной связи на рабочих частотах каскада, его обычно блокируют конденсатором достаточно большой емкости.

Ограничиваясь несколько худшей стабильностью, используют упрощенную схему (рис. 5-32), в которой стабилизация рабочей точки достигается обратной связью по напряжению путем подключения сопротивления R_1 непосредственно к коллектору транзистора. Для этой схемы коэффициент нестабильности

$$S = \frac{1}{1 - \frac{\alpha}{1 + \frac{R_к}{R_1}}}$$

Сопротивление R_1 для этой схемы может быть определено лишь ориентировочно по типовым значениям параметров β и $I_{к0}$ транзистора

$$R_1 \approx \frac{U_к}{\frac{I_к}{\beta} - I_{к0}},$$

где $U_к = E_{к\,э} - I_э R_к$.

Обычно величину сопротивления R_1 приходится уточнять опытным путем при налаживании схемы.

Чем ближе α к единице, тем сильнее требуется стабилизировать рабочую точку транзистора. Во избежание большой нестабильности рабочей точки следует избегать включения в цепь базы транзистора высокоомных сопротивлений.

Получение высокого входного сопротивления

При усилении сигналов от пьезоэлектрических звукоснимателей и микрофонов в схемах вольтметров и в ряде других случаев необходимо обеспечивать высокое входное сопротивление схем с транзисторами. Наиболее распространены следующие четыре способа решения этой задачи: 1) применение входного понижающего трансформатора (рис. 5-33, *а*); 2) введение последовательно во входную цепь высокоомного добавочного сопротивления (рис. 5-33, *б*); 3) построение входного каскада по схеме с общим коллектором (рис. 5-33, *в*); 4) использование отрицательной обратной связи по току (рис. 5-33, *г*).

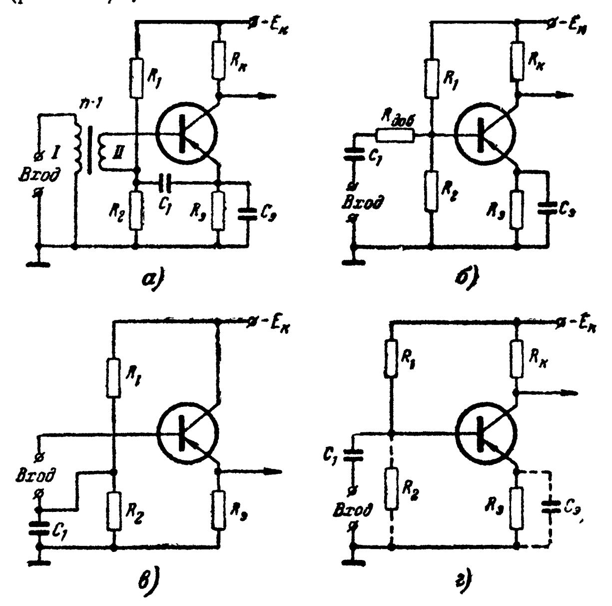


Рис. 5-33. Схемы с транзисторами, позволяющие получать высокое входное сопротивление.

а — с понижающим трансформатором, *б* — с добавочным сопротивлением; *в* — с эмиттерным повторителем; *г* — с отрицательной обратной связью.

Первый способ позволяет повышать входное сопротивление устройства до нескольких десятков, а иногда и сотен килоом без проигрыша в усилении и даже выигрывать в эффективном усилении в связи с лучшим использованием мощности генератора сигнала. Если входное сопротивление первого каскада без трансформатора составляет величину $R_{вх}$, то при коэффициенте трансформации n входное сопротивление схемы возрастает до величины

$$R'_{вх} = n^2 R_{вх}.$$

Второй способ позволяет получать практически любые значения входного сопротивления (соответствующим выбором добавочного сопротивления), но связан с большим проигрышем в усилении и с ухудшением коэффициента шума всего устройства, что особенно нежелательно, когда необходимо усиливать слабые сигналы.

Включение первого транзистора по схеме с общим коллектором также связано с некоторым проигрышем в усилении, ибо этот же транзистор в схеме с общим эмиттером обеспечил бы больший коэффициент усиления по мощности. Входное сопротивление такого каскада примерно в β раз больше сопротивления его нагрузки (входного сопротивления следующего каскада), но не может превосходить значение параметра $r_к$. Таким образом, в этой схеме выгодно применять транзистор с большим значением β и высоким значением $r_к$ (малым $h_{22б}$).

Типичная схема входного каскада с отрицательной обратной связью представляет собой обычный усилитель по схеме с общим эмиттером, в котором отсутствуют конденсаторы, предотвращающие возникновение обратной связи на частотах сигнала по цепям стабилизации рабочей точки. При такой схеме удается получать те же входные сопротивления, что и при схеме с общим коллектором (до 1—2 *Мом*) при аналогичном проигрыше в усилении.

ЛИТЕРАТУРА

Иоффе А. Ф, Полупроводники и их применение, Изд-во АН СССР, 1956.

Соминский М. С., Полупроводники и их применение, Госэнергоиздат, 1955.

Петров И. Н., Полупроводниковые приборы, Воениздат, 1957.

Федотов Я. А., Вместо радиолампы, изд-во «Советское радио», 1957.

Федотов Я. А., Основы физики полупроводниковых приборов, изд-во «Советское радио», 1963.

Рогинский В. Ю., Полупроводниковые выпрямители, Госэнергоиздат, 1957.

Глиберман А. Я., Зайцев А. К., Кремниевые солнечные батареи, Госэнергоиздат, 1960.

Веденеев Г. М., Вершин В. Е., Кремниевые стабилитроны, Госэнергоиздат, 1961.

Лабутин В. К., Простейшие конструкции на транзисторах, Госэнергоиздат, 1960.

Шульгин К. А., Эквивалентные схемы и системы параметров полупроводниковых триодов, Госэнергоиздат, 1958.

Айсберг Е., Транзистор?.. Это очень просто, Госэнергоиздат, 1964.

Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам под ред. Н. Н. Горюнова, изд-во «Энергия», 1964.

Туркулец В. И., Удалов Н. П., Фотодиоды и фототриоды, Госэнергоиздат, 1962.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

РАДИОДЕТАЛИ ШИРОКОГО ПРИМЕНЕНИЯ

В схему любого сложного радиоэлектронного устройства (приемника, телевизора и т. п.) входят в большом количестве резисторы (сопротивления), конденсаторы, катушки индуктивности и другие изделия, именуемые в радиолюбительской практике радиодеталями. Включенные в те или иные участки схемы, они образуют колебательные контуры, служат нагрузочными, согласующими и развязывающими элементами ее каскадов, участвуют в различных процессах ее работы.

Радиолюбители в своих конструкциях используют готовые резисторы и конденсаторы. Чтобы правильно в соответствии со схемой радиоустройства подобрать для него эти радиодетали, а они выпускаются в широком ассортименте, надо хорошо представлять себе их основные электрические параметры и уметь при необходимости применить тот или иной вариант их замены. Что же касается катушек индуктивности, то радиолюбители довольно часто изготавливают или переделывают их сами, а для этого нужно, конечно, уметь их рассчитывать.

6-1. РЕЗИСТОРЫ

Резисторы, применяемые в различной радиоаппаратуре, весьма разнообразны как по конструктивным, так и по электрическим данным. Они делятся на два основных вида: проволочные и непроволочные. Как те, так и другие могут быть регулируемые (переменные) и нерегулируемые (постоянные).

Наибольшее распространение получили непроволочные резисторы. По сравнению с проволочными, они имеют значительно меньшие размеры, обладают незначительной индуктивностью и собственной емкостью, сопротивление их не изменяется в широком диапазоне частот и, кроме того, они просты в производстве и поэтому дешевы.

Проволочные резисторы, однако, более стабильны при длительной электрической нагрузке, при изменениях температуры и влажности окружающей среды, а также во времени. Кроме того, они могут быть рассчитаны на сравнительно большую мощность рассеяния и изготовлены самим радиолюбителем, между тем как непроволочные стабильные резисторы можно изготовить только в промышленных условиях.

Основные параметры резисторов

Номинальное сопротивление. Промышленностью выпускаются в широком ассортименте резисторы от единиц ом до десятков мегом. При этом указанное на корпусе резистора сопротивление соответствует стандартной шкале номинальных сопротивлений (табл. 6-1), но может отклоняться в допускаемых пределах от его действительного значения.

Таблица 6-1

Шкала номинальных сопротивлений постоянных резисторов

Допускаемые отклонения, %								
±5	±10	±20	±5	±10	±20	±5	±10	±20
Единицы, десятки, сотни ом и килоом, мегомы								
1,0	1,0	1,0	2,2	2,2	2,2	4,7	4,7	4,7
1,1	—	—	2,4	—	—	5,1	—	—
1,2	1,2	—	2,7	2,7	—	5,6	5,6	—
1,3	—	—	3,0	—	—	6,2	—	—
1,5	1,5	1,5	3,3	3,3	3,3	6,8	6,8	6,8
1,6	—	—	3,6	—	—	7,5	—	—
1,8	1,8	—	3,9	3,9	—	8,2	8,2	—
2,0	—	—	4,3	—	—	9,1	—	—

Постоянные непроволочные резисторы широкого применения выпускаются с допускаемыми отклонениями ±5, ±10 и ±20%. Это значит, например, что у резистора с номинальным сопротивлением 10 *ком* и допускаемым отклонением ±20% действительное значение сопротивления может быть в пределах 8—12 *ком*.

Выбор резистора по допускаемому отклонению сопротивления определяется его местом в схеме. Резисторы с допускаемым отклонением ±5% используют, например, в тех участках схемы, где необходима повышенная точность режима работы. В тех же цепях, где даже относительно большое изменение сопротивления мало влияет на режим работы схемы (например, в развязывающих цепях), можно применять резисторы с допускаемым отклонением ±20%.

Номинальная мощность. Наибольшая мощность постоянного и переменного тока, которую резистор может длительное время рассеивать, не изменяя существенно своего сопротивления, называется номинальной мощностью резистора. Промышленность выпускает резисторы с номинальной мощностью от долей ватта до сотен ватт. В радиотехнической аппаратуре наибольшее распространение получили непроволочные резисторы на номинальные мощности 0,125, 0,25 0,5, 1 и 2 *вт*.

Выбор резистора по номинальной мощности (если она не указана на схеме) производится путем расчета по формуле

$$P = \frac{U^2}{R},$$

где P — рассеиваемая на резисторе мощность, *вт*;
U — напряжение на резисторе, *в*;
R — сопротивление резистора, *ом*.

Практически номинальная мощность резистора должна быть несколько больше (на 30—40%) полученной из расчета мощности рассеяния. Например, при $R = 1\,000$ *ом*, $U = 10$ *в* и, следовательно, $P = 0{,}1$ *вт* выбирают резистор с номинальной мощностью не 0,125 *вт*, а со следующим за ним номиналом 0,25 *вт*.

При импульсном режиме номинальная мощность резистора должна быть в несколько раз больше рассеиваемой на нем средней мощности (например, в 2 раза для резисторов типа ВС и в 10 раз для резисторов типа МЛТ). Мощность импульса при этом может значительно превышать номинальную мощность (для ре-

зисторов ВС и МЛТ, например, допускается мощность импульса в 1 000 раз больше номинальной мощности).

Предельное рабочее напряжение. Падение напряжения на резисторе зависит от его сопротивления и рассеиваемой на нем мощности ($U=\sqrt{RP}$). Однако для каждого типа непроволочного резистора с данной номинальной мощностью существует предельное рабочее напряжение, превышение которого может вызывать перекрытие (электрическую дугу, искровой разряд) между частями резистора.

Поэтому при выборе непроволочного резистора необходимо учитывать не только его номинальное сопротивление и мощность рассеивания, но также и предельное для него рабочее напряжение. Если, например, на резисторе типа ВС-0,25 с номинальным сопротивлением 1 *Мом* рассеивать номинальную для него мощность 0,25 *вт*, то падение напряжения на нем окажется равным 500 *в*, между тем как предельное рабочее напряжение для такого сопротивления (при непрерывной нагрузке) равно 350 *в*. В этом случае нужно выбрать другой тип резистора, например ВС-0,5 с номинальным сопротивлением 1 *Мом*, которое рассчитано на предельное рабочее напряжение 500 *в*, или использовать два резистора типа ВС-0,25 по 0,5 *Мом* каждое, соединив их последовательно.

Непроволочные резисторы широкого применения выпускаются на предельное рабочее напряжение 100—1 000 *в* (для непрерывной нагрузки). При импульсной нагрузке предельное рабочее напряжение можно увеличивать примерно в 2 раза. Чем больше длина непроволочного резистора, тем больше, обычно, и предельное для него напряжение.

Температурный коэффициент сопротивления. Значение сопротивления не остается постоянным при изменении температуры, а в зависимости от типа резистора в какой-то мере увеличивается или уменьшается. Относительное изменение сопротивления резистора при изменении температуры на 1° С называется температурным коэффициентом сопротивления (сокращенно ТКС).

У различных по типу непроволочных резисторов широкого применения ТКС не превышает 0,2% на 1° С. Резистор типа ВС-0,25, например, с номинальным сопротивлением 1 *Мом* и ТКС равной — 0,2% на 1° С при изменении температуры на 20° С изменяет сопротивление на — 4%, т. е. сопротивление этого резистора уменьшается до 0,96 *Мом*.

У проволочных резисторов ТКС не указывается (он очень мал и поэтому не имеет практического значения).

Собственные шумы. В резисторе, через который проходит электрический ток, наряду с упорядоченным (регулярным) движением электронов имеет место и хаотическое (нерегулярное) их движение, создающее на концах резистора некоторую (сравнительно небольшую) переменную э. д. с. Усиленная вместе с полезным сигналом, эта э. д. с. прослушивается как шум и поэтому называется э. д. с. шумов резистора.

Собственные шумы резисторов оценивают отношением э. д. с. шумов, возникающих на концах резистора, к приложенному напряжению постоянного тока в 1 *в*.

Наибольшими шумами обладают непроволочные резисторы. По величине э. д. с. шумов они разделяются на две группы: А — э. д. с. шумов не более 1 *мкв/в* и Б —э. д. с. шумов не более 5 *мкв/в*.

Собственные индуктивность и емкость. Любой резистор обладает какой-то собственной индуктивностью и емкостью. Это приводит к зависимости сопротивления резистора от частоты проходящего через него тока, что часто бывает недопустимо.

Проволочные резисторы широкого применения обладают заметной индуктивностью и емкостью, но это не имеет практического значения, так как эти резисторы не предназначены для работы в высокочастотных цепях.

Непроволочные резисторы имеют ничтожно малую индуктивность и весьма небольшую емкость (до 0,5 *пф*), которые, однако, на очень высоких частотах вызывают заметное изменение их сопротивления. У резисторов ВС-0,25 и ВС-0,5, например, на частоте 10 *Мгц* сопротивление снижается примерно на 10%, а на частоте 100 *Мгц* уменьшается приблизительно в 3 раза.

Постоянные непроволочные резисторы

Проводящим элементом постоянных непроволочных резисторов служит углеродистый или специальный состав, нанесенный обычно на керамические стержень или трубку.

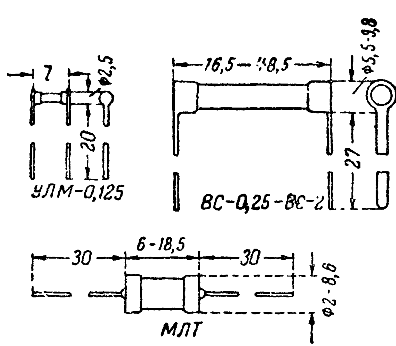


Рис. 6-1. Габаритные чертежи постоянных непроволочных резисторов.

Такие резисторы широко применяются в различной радиотехнической, электронной и измерительной аппаратуре. Они используются как нагрузочные, развязывающие, гасящие в цепях постоянного, переменного и импульсного тока.

Из выпускаемых промышленностью различных типов постоянных непроволочных резисторов наибольшее распространение получили резисторы типа ВС (влагостойкие сопротивления), резисторы типа УЛМ (углеродистые лакированные малогабаритные) и резисторы типа МЛТ (металлопленочные лакированные теплостойкие). Габаритные чертежи этих резисторов приведены на рис. 6-1.

Резисторы типа ВС. В зависимости от допустимой мощности рассеяния резисторы этого типа разделяются на следующие четыре вида: ВС-0,25, ВС-0,5, ВС-1 и ВС-2 (изготавливаются также сопротивления ВС-5, ВС-10 и ВС-60, рассчитанные соответственно на мощность рассеяния до 5, 10 и 60 *вт*, но они применяются весьма редко).

Эти резисторы выпускаются на номинальные значения сопротивлений от 27 *ом* до 10 *Мом* с допускаемыми отклонениями от номинального сопротивления ±5, ±10 и ±20%. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +100° С и имеют ТКС от —0,05 до —0,2%. До частот порядка нескольких мегагерц номинальное сопротивление резисторов ВС практически не изменяется.

Резисторы ВС-0,25 — ВС-2 представляют собой керамический стержень, на поверхность которого нанесен тонкий слой углерода, обладающий большим удельным

сопротивлением. У резисторов сопротивлением выше 100 *ом* на всю толщину слоя углерода прорезана узкая спиральная канавка. Чем тоньше слой углерода и чем больше витков в его спирали, тем больше сопротивления резистора. Стержень резистора вместе с контактными колпачками или хомутиками покрыт влагостойкой эмалью зеленого цвета.

Резисторы типа УЛМ-125. Эти резисторы выпускаются на мощность рассеяния до 0,125 *вт* с номинальными значениями сопротивлений от 10 *ом* до 1 *Мом* и допускаемыми отклонениями от номинального сопротивления ±5, ±10 и ±20%. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +100° С и имеют ТКС от —0,08 до —0,12% для сопротивлений до 0,25 *Мом* и от —0,12 до —0,2% для сопротивлений выше 0,25 *Мом*.

Резисторы УЛМ-0,125 по своему устройству аналогичны резисторам ВС-0,25, но имеют значительно меньшие размеры, что очень важно для использования их в малогабаритной аппаратуре.

Резисторы типа МЛТ. В зависимости от допустимой мощности рассеяния резисторы этого типа разделяются на следующие пять видов: МЛТ-0,125, МЛТ-0,25, МЛТ-0,5, МЛТ-1 и МЛТ-2.

Эти резисторы выпускаются на номинальные значения сопротивлений от 51 *ом* до 10 *Мом* с допускаемыми отклонениями от номинального сопротивления ±5, ±10 и ±20%. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +125° С и имеют ТКС порядка ±0,0007% для сопротивлений до 1 *Мом* и ±0,001 для сопротивлений выше 1 *Мом*.

Резисторы МЛТ представляют собой керамическую трубку с нанесенным на ее поверхность тонким слоем специального металлического сплава одинаковой толщины для всех значений номинальных сопротивлений. То или иное сопротивление резистора достигается изменением состава сплава и числа витков нарезанной на нем спирали. Эти резисторы окрашены красной эмалью.

По сравнению с резисторами типа ВС, резисторы МЛТ при одинаковой мощности рассеяния имеют меньшие размеры и способны работать при более высокой температуре. Однако изменение сопротивления у резисторов МЛТ становится заметным на более низких частотах, чем у резисторов ВС. На частоте 10 *Мгц*, например, у резисторов МЛТ-0,5 сопротивление снижается примерно на 30%, а на частотах 50—60 *Мгц* уменьшается приблизительно в 5 раз.

Резисторы других типов. Кроме указанных выше резисторов широкого применения, промышленность выпускает также постоянные непроволочные резисторы специального назначения.

Для измерительной аппаратуры, например, изготавливаются резисторы с повышенной стабильностью и точностью номинальных значений сопротивления. К ним относятся резисторы типа УЛИ (углеродистые лакированные измерительные) с допускаемыми отклонениями от номинального сопротивления ±1, ±2 и ±3% и резисторы типа МГП (металлопленочные герметизированные прецизионные), а также резисторы типа БЛП (бороуглеродистые лакированные прецизионные) с допускаемыми отклонениями ±0,5, ±1 и ±2%.

В ультравысокочастотной аппаратуре применяются резисторы типа УНУ (углеродистые незащищенные ультравысокочастотные), выпускаемые на мощность рассеяния от 0,1 до 100 *вт* с номинальными значениями сопротивлений от 7 до 100 *ом* на рабочие напряжения от 70 до 12 500 *в*. Эти резисторы могут использоваться на частотах до 10 000 *Мгц*. Применяются также резисторы типа МУН (металлопленочные ультравысокочастотные незащищенные), выпускаемые на мощность рассеяния 0,5—2 *вт* с номинальными значениями сопротивлений от 24 до 200 *ом*.

Для устройств, работающих в условиях повышенной температуры, применяются резисторы типа МТ (металлопленочные теплостойкие). Резисторы этого типа аналогичны резисторам типа МЛТ, но в отличие от последних рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +200° С.

Там, где требуются большие сопротивления, используются резисторы типа КЛМ (композиционные лакированные мегомные), выпускаемые с номинальными значениями сопротивлений от 10 *Мом* до 1 000 *Гом*.

В цепях с высоким напряжением применяются резисторы типа КЛВ (композиционные лакированные высоковольтные), выпускаемые с номинальными значениями сопротивлений от 47 до 1 000 *Мом* и рассчитанные на предельные рабочие напряжения от 5 до 35 *кв*.

Переменные непроволочные резисторы

Для плавного изменения напряжений постоянного и переменного тока в регулируемых цепях электронной, измерительной и радиотехнической аппаратуры широко применяются непроволочные переменные резисторы промышленного изготовления типов ВК (волюм-контроль), ТК (тон-контроль), СП (сопротивление переменное) и СПО (сопротивление переменное объемное). Габаритные чертежи этих резисторов приведены на рис. 6-2.

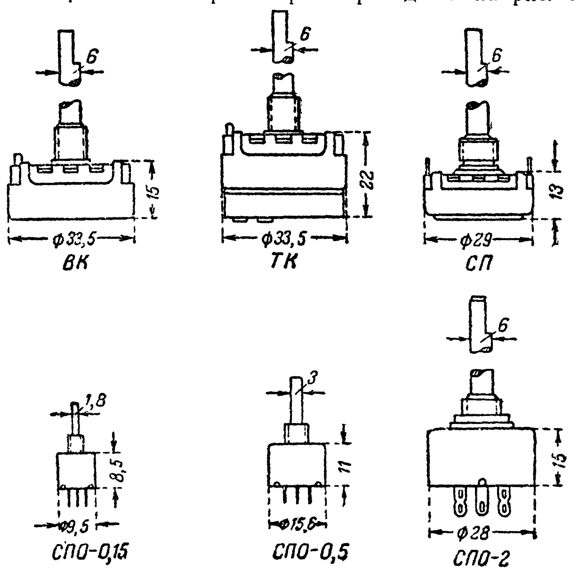


Рис. 6-2. Габаритные чертежи переменных непроволочных резисторов.

Проводящим слоем переменных непроволочных резисторов служит углеродистый или композиционный состав, нанесенный на гетинаксовую дужку. Последняя у резисторов ВК, ТК и СП приклеена к цилиндрическому корпусу из пластмассы. У объемных резисторов типа СПО проводящий слой впрессован в дугообразную канавку керамического корпуса. В центре корпуса закреплена металлическая втулка, в отверстие которой вставлена стальная ось с пластинкой из гетинакса. К пластинке прикреплена контактная щетка из упругой проволоки, соприкасающаяся с поверхностью проводя-

щего слоя дужки. Щетка соединена со средним выводом, а концы проводящего слоя с крайними выводами резистора. Механизм закрыт металлическим чехлом. Металлическая втулка с гайкой служит для крепления резистора.

Как и постоянные, переменные непроволочные резисторы различаются по номинальной мощности рассеяния (выпускаются от 0,15 до 2 *вт*) и номинальному

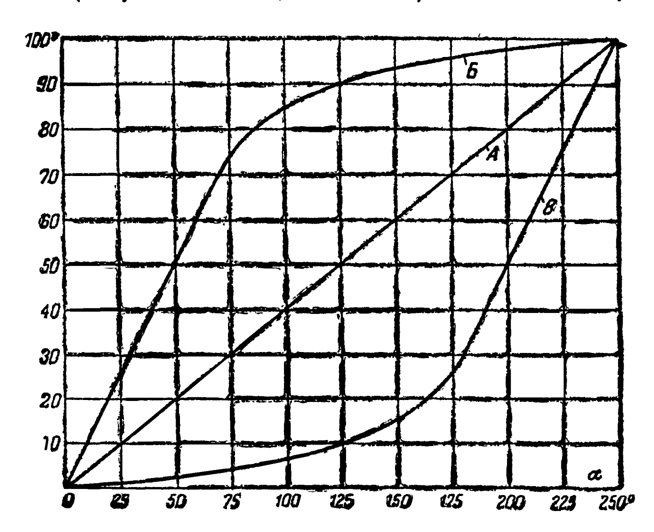


Рис. 6-3. Зависимость величины сопротивления *r* (в процентах от полного сопротивления) от угла поворота его оси α для различных групп типовых переменных непроволочных резисторов.

сопротивлению (выпускаются от 470 *ом* до 7,5 *Мом*). Но, кроме того, переменные непроволочные резисторы различаются еще и по характеру изменения сопротивления между средним и крайними выводами при поворотах оси. В соответствии с этим они делятся на три группы: А — с линейной, Б — с логарифмической и В — с показательной зависимостью изменения сопротивления от угла поворота оси (рис. 6-3).

Переменные резисторы группы А применяются во многих цепях различной аппаратуры. Они широко используются, например, в телевизорах (для регулировки яркости, размера строк и т. п.). Эти резисторы удобны в тех случаях, когда напряжение в цепи желательно изменять по линейному закону, т. е. пропорционально углу поворота оси. Резисторы группы Б применяют в специальных случаях, когда желательно, чтобы напряжение в начале поворота оси по часовой стрелке возрастало более резко, чем в конце. Резисторы группы В имеют обратный характер изменения, т. е. сопротивление их при повороте оси по часовой стрелке возрастает в начале менее резко, чем в конце. Эти резисторы используются обычно в качестве регуляторов громкости.

Резисторы ВК и ТК. Резисторы этих типов выпускаются с номинальными значениями сопротивлений от 2,5 *ком* до 7,5 *Мом* на допустимую мощность рассеяния (при полностью включенном сопротивлении) до 0,5 *вт* (для группы А), до 0,2 и 0,4 *вт* (для групп Б и В). Отклонение от номинального значения сопротивления может доходить до ±30%.

Оба типа резисторов имеют одинаковое устройство, но на чехле резистора типа ТК установлен выключатель питания, соединенный механически с осью резистора и срабатывающий в начале ее поворота. Угол поворота оси у этих резисторов составляет примерно 250°. Резисторы типа ВК изготавливаются с осями длиной 50 *мм*, а типа ТК — с осями 50 или 58 *мм*. Оси их на конце имеют плоские срезы для закрепления ручек.

Резисторы типа СП. Резисторы этого типа выпускаются с номинальными значениями сопротивлений от 470 *ом* до 5 *Мом* на допустимую мощность рассеяния от 0,5 до 2 *вт* (для группы А) или с номинальными значениями сопротивлений от 5 *ком* до 2,5 *Мом* на допустимую мощность рассеяния от 0,25 до 1 *вт* (для групп Б и В). Отклонение от номинального значения сопротивления может доходить до ±30%. Эти резисторы рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +70° С и имеют ТКС от 0,002 до 0,004%.

В зависимости от конструкции резисторы типа СП разделяются на пять видов: СП-I — одинарное с осью свободного вращения, СП-II — одинарное с разрезной втулкой и гайками для стопорения оси, СП-III — сдвоенное с осью свободного вращения, СП-IV— сдвоенное с разрезной втулкой и гайками для стопорения оси и СП-V — одинарное с осью свободного вращения без фиксаторов корпуса.

Резисторы с разрезной втулкой, позволяющей застопорить ось в любом ее положении, применяются в тех случаях, когда сопротивление приходится регулировать только при налаживании аппарата. Сдвоенные резисторы, состоящие из двух отдельных переменных резисторов с общей осью, используются для одновременной регулировки напряжения или тока в двух цепях аппарата. Такие резисторы часто применяются в осциллографах, звуковых генераторах и в другой измерительной аппаратуре.

Резисторы типа СП изготавливаются с осями длиной 4 *мм* (на конце оси прорезан шлиц под отвертку), 13 *мм* (с разрезной втулкой) и 60 *мм* (с плоским срезом на конце оси для крепления ручки).

Резисторы типа СПО. В соответствии с допустимой мощностью рассеяния эти резисторы разделяются на следующие четыре вида: СПО-0,15 (миниатюрные на мощность 0,15 *вт* с номинальными значениями сопротивлений от 100 *ом* до 4,7 *Мом*), СПО-0,5 (малогабаритные на мощность 0,5 *вт* с номинальными значениями сопротивлений от 100 до 1 *Мом*), СПО-1 и СПО-2 (соответственно на мощность 1 и 2 *вт* с номинальными значениями сопротивлений от 47 *ом* до 4,7 *Мом*). Последние в свою очередь делятся на СПО-2-I (одинарное с осью под отвертку), СПО-2-II (одинарное с осью для ручки), СПО-2-III (сдвоенное с осью под отвертку) и СПО-2-IV (сдвоенное с осью для ручки).

Резисторы этого типа изготавливаются только с линейной зависимостью угла поворота оси (группа А). Они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +80° С и имеют ТКС не более —0,02%. Отклонение от номинального значения сопротивления у них не превышает ±20%.

По сравнению с другими типами переменных непроволочных резисторов, резисторы СПО отличаются высокой влагостойкостью и имеют меньший уровень собственных шумов. Малогабаритные резисторы этого типа удобно применять в аппаратуре на транзисторах.

Резисторы других типов. С целью компактного расположения регулирующих ручек в аппаратуре применяются сдвоенные переменные резисторы, имеющие самостоятельные оси, находящиеся одна в другой. Для этого, например, выпускаются сдвоенные резисторы типов СНК (сопротивление непроволочное комбинированное) и СНВК (сопротивление непроволочное с выклю-

чателем комбинированное), аналогичные по устройству и электрическим параметрам резисторам ТК и ВК.

Проволочные резисторы

Проволочные резисторы широко используются в измерительных приборах в качестве добавочных сопротивлений и шунтов. В радиотехнической и электронной аппаратуре такие резисторы применяются реже, главным образом как нагрузочные и гасящие в цепях с большим током. Они изготавливаются из проволоки с большим удельным сопротивлением (никелин, манганин, константан, нихром).

Сопротивление проволоки или необходимую ее длину при заданной величине сопротивления и выбранном ее диаметре можно определить по следующим формулам:

$$R = 1,27\frac{\rho l}{d^2}$$

$$\text{или} \quad l = 0,785\frac{Rd^2}{\rho},$$

где R — сопротивление проволоки, *ом*;
l — длина проволоки, *м*;
d — диаметр проволоки, *мм*;
ρ — удельное сопротивление материала проволоки (для никелина $\rho = 0,39 \div 0,45$, для манганина $\rho = 0,42 \div 0,48$, для константана $\rho = 0,44 \div 0,52$, для нихрома $\rho = 1 \div 1,1$).

Резисторы промышленного производства. Промышленностью выпускаются проволочные резисторы типов ПЭ (проволочные эмалированные), ПЭВ (проволочные эмалированные влагостойкие) и ПЭВР (проволочные эмалированные влагостойкие регулируемые), рассчитанные на работу в интервале температур от —60 до +155° С. Эти резисторы изготовлены из голой константановой (низкоомные резисторы) или нихромовой (высокоомные резисторы) проволоки, намотанной на керамическую трубку. Обмотка покрыта сверху стекловидной эмалью коричневого или зеленого цвета. Используются такие резисторы в цепях питания аппаратуры (главным образом, в силовых блоках). Крепятся они при помощи болтов или шпилек, пропускаемых сквозь внутреннее отверстие трубки.

Габаритные чертежи этих резисторов приведены на рис. 6-4.

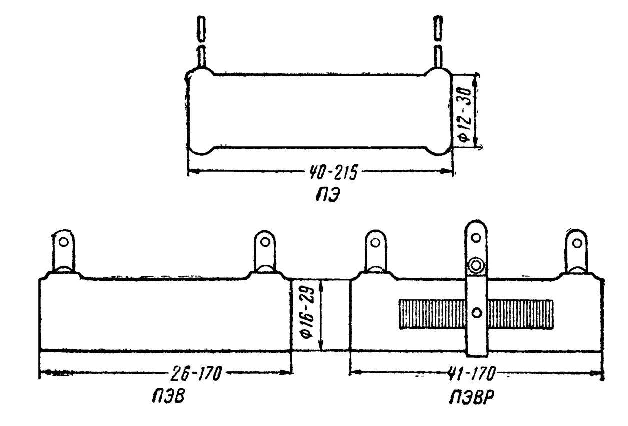


Рис. 6-4. Габаритные чертежи типовых проволочных резисторов.

Резисторы типа ПЭ выпускаются с номинальными значениями сопротивлений от 1 *ом* до 51 *ком* на допустимые мощности рассеяния от 7,5 до 150 *в*. Выводные концы этих резисторов выполнены в виде гибких многожильных жгутов из мягкой медной проволоки.

Резисторы типа ПЭВ выпускаются с номинальными значениями сопротивлений от 1 *ом* до 56 *ком* на допустимые мощности рассеяния от 2,5 до 100 *вт*. Выводными концами этих резисторов служат латунные пластинки с отверстиями для подпайки к ним внешних проводов схемы.

Резисторы типа ПЭВР (старое наименование ПЭВ-Х) выпускаются с номинальными значениями сопротивлений от 3 *ом* до 2,7 *ком* на допустимые мощности рассеяния от 10 до 100 *вт*. Как и резисторы ПЭВ, они имеют такие же выводы, но отличаются от последних наличием у них передвигающегося по зачищенной обмотке латунного хомутика, который может быть использован для регулировки сопротивления.

6-2. КОНДЕНСАТОРЫ

В радиотехнической, измерительной и электронной аппаратуре применяются конденсаторы постоянной емкости, подстроечные конденсаторы и конденсаторы переменной емкости.

Наиболее широко используются конденсаторы постоянной емкости. В зависимости от имеющегося в них диэлектрика они разделяются на бумажные, слюдяные, керамические, электролитические и т. п.

Подстроечные конденсаторы устанавливаются в высокочастотных цепях и служат для точного подбора емкости при налаживании аппаратуры.

Конденсаторы переменной емкости предназначены для плавной настройки высокочастотных колебательных контуров в заданном диапазоне частот.

Основные параметры конденсаторов

Номинальная емкость. Промышленностью выпускаются в широком ассортименте конденсаторы постоянной емкости от единиц пикофарад до тысяч микрофарад. При этом указанная на корпусе конденсатора емкость соответствует стандартной шкале номинальных емкостей (табл. 6-2), но может отклоняться в допускаемых пределах от ее действительного значения.

Конденсаторы широкого применения выпускаются с допускаемыми отклонениями ±5, ±10 и ±20%. Это значит, например, что у конденсатора с номинальной емкостью 100 *пф* и допускаемым отклонениям ±20% действительная его емкость может быть в пределах 80—120 *пф*.

Выбор конденсатора по допускаемому отклонению емкости определяется его местом в схеме. Конденсаторы с допускаемым отклонением ±5% используют, например, в колебательных контурах и тех участках схемы, где необходима повышенная точность работы. В тех же цепях, где даже относительно большое изменение емкости мало влияет на работу схемы (например, в развязывающих и блокировочных цепях), можно применять конденсаторы с допускаемым отклонением ±20%.

Рабочее напряжение. Наибольшее электрическое напряжение, при котором конденсатор способен надежно и длительно работать (не менее 10 000 *ч*), сохраняя при этом свои параметры (емкость, сопротивление изоляции и т. п.), называется номинальным рабочим напряжением конденсатора. Для большинства типов конденсаторов указывается номинальное рабочее напряже-

Таблица 6-2

Шкала номинальных емкостей конденсаторов

Допускаемые отклонения, %								
±5	±10	±20	±5	±10	±20	±5	±10	±20
Единицы, десятки, сотни и тысячи пикофарад								
1,0	1,0	1,0	2,2	2,2	2,2	4,7	4,7	4,7
1,1	—	—	2,4	—	—	5,1	—	—
1,2	1,2	—	2,7	2,7	—	5,6	5,6	—
1,3	—	—	3,0	—	—	6,2	—	—
1,5	1,5	1,5	3,3	3,3	3,3	6,8	6,8	6,8
1,6	—	—	3,6	—	—	7,5	—	—
1,8	1,8	—	3,9	3,9	—	8,2	8,2	—
2,0	—	—	4,3	—	—	9,1	—	—
Микрофарады								
0,010	0,010	0,010	0,068	0,068	0,068	2,2	2,2	2,2
0,012	0,012	—	0,082	0,082	—	3,3	3,3	3,3
0,015	0,015	0,015	0,10	0,10	0,10	4,7	4,7	4,7
0,018	0,018	—	0,15	0,15	0,15	6,8	6,8	6,8
0,022	0,022	0,022	0,22	0,22	0,22	10	10	10
0,027	0,027	—	0,33	0,33	0,33	15	15	15
0,033	0,033	0,033	0,47	0,47	0,47	22	22	22
0,039	0,039	—	0,68	0,68	0,68	33	33	33
0,047	0,047	0,047	1,0	1,0	1,0	47	47	47
0,056	0,056	—	1,5	1,5	1,5	68	68	68

Примечание. Электролитические конденсаторы выпускаются с номинальными емкостями 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500 1 000, 2 000 и 5 000 *мкф*.

Таблица 6-3

Температурные параметры конденсаторов

Группа	ТКЕ	Цвет корпуса
Слюдяные конденсаторы		
А	Не нормируется	—
Б	$\pm 200\ 10^{-6}$	—
В	$\pm 100 \cdot 10^{-6}$	—
Г	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	—
Керамические конденсаторы		
П120	$+(120 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	Синий
П33	$+(33 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	Серый
М47	$-(47 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	Голубой
М75	$-(75 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	Голубой с красной точкой
М700	$-(700 \pm 100) \cdot 10^{-6}$	Красный
М1300	$-(1\,300 \pm 200) \cdot 10^{-6}$	Зеленый
Стеклоэмалевые конденсаторы		
Р	$+(65 \pm 35) \cdot 10^{-6}$	—
О	$(0 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	—
М	$-(47 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	—
П	$-(130 \pm 50) \cdot 10^{-6}$	—

ние постоянного тока. Переменное напряжение (действующее) на конденсаторе должно быть в 1,5—2 раза меньше указанного рабочего напряжения для постоянного тока. При работе конденсатора в цепи пульсирующего тока сумма постоянного напряжения и амплитудного значения переменного напряжения на нем не должна превышать его номинального рабочего напряжения.

Конденсаторы широкого применения выпускаются на номинальные рабочие напряжения от единиц вольт до десятков киловольт.

Температурный коэффициент емкости. При изменении окружающей температуры изменяются размеры обкладок конденсатора, расстояние между ними, а также значение диэлектрической проницаемости вещества между обкладками. Поэтому изменяется и емкость конденсатора. Относительное ее изменение в этом случае на 1° С называется температурным коэффициентом емкости (сокращенно ТКЕ).

Емкость слюдяных, керамических и стеклоэмалевых конденсаторов в интервале рабочих температур изменяется линейно (равномерно). По величине ТКЕ эти конденсаторы разделяются на группы, каждой из которых присвоено свое условное обозначение (табл. 6-3). У остальных конденсаторов емкость при изменении окружающей температуры изменяется нелинейно (неравномерно) и поэтому ТКЕ для них не указывается.

Температурный коэффициент емкости принято выражать в миллионных долях от емкости конденсатора при нормальной температуре (+20° С). В зависимости от примененного в конденсаторе диэлектрика значение ТКЕ может быть положительным (емкость при повышении окружающей температуры увеличивается) или отрицательным (емкость уменьшается).

Конденсаторы с отрицательным ТКЕ используются для термокомпенсации в высокочастотных колебательных контурах. Если в контур с катушкой, индуктивность которой возрастает при повышении окружающей температуры (катушка обладает положительным коэффициентом индуктивности), что приводит к снижению собственной частоты контура, включить конденсатор с отрицательным ТКЕ, то уменьшение его емкости в этих условиях поведет к повышению частоты, т. е. влияние такого конденсатора будет противоположно влиянию катушки. В результате этого частота контура при изменении окружающей температуры будет более стабильной.

Сопротивление изоляции. Качество диэлектрика и его размеры определяют сопротивление изоляции конденсатора электрическому току. У конденсаторов с диэлектриком из керамики, слюды и пленки сопротивление изоляции между обкладками достигает десятков и сотен тысяч мегом, а с диэлектриком из бумаги — сотен и тысяч мегом. Этот параметр позволяет узнать величину утечки тока через конденсатор и тем самым установить надежность его в том или ином участке схемы.

Сопротивление изоляции измеряется между выводами конденсатора. Для конденсаторов емкостью до 0,1 *мкф* оно выражается в абсолютных величинах, а у конденсаторов с большей емкостью принято указывать приведенное сопротивление изоляции, выражаемое в мегомах на микрофараду (*Мом·мкф*).

Для электролитических конденсаторов сопротивление изоляции не является твердой величиной и поэтому не указывается. Вместо этого для них регламентируется

максимально допустимый ток утечки, величину которого можно определить по формуле

$$I_у = 0{,}0001\ CU + m,$$

где $I_у$ — максимально допустимый ток утечки, *ма*;
C — емкость конденсатора, *мкф*;
U — номинальное рабочее напряжение, *в*;
$m = 0{,}2$ для емкости до 5 *мкф*, $m = 0{,}1$ для емкости 5—50 *мкф* и $m = 0$ для емкости более 50 *мкф*.

Потери. В идеальном конденсаторе, включенном в цепь переменного тока, энергия не теряется и угол сдвига фаз φ между приложенным к нему напряжением и проходящим через цепь током равен 90°. В реальном же конденсаторе часть энергии рассеивается в диэлектрике и на активном сопротивлении обкладок, вследствие чего угол сдвига фаз уменьшается.

Рассеивание энергии в конденсаторе принято выражать тангенсом угла потерь δ, являющимся разностью между углом 90° и углом сдвига фаз φ (т. е. $\delta = 90° - \varphi$):

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{1}{2\pi f C r},$$

где f — частота переменного тока, *гц*;
C — емкость, конденсатора, *ф*;
r — эквивалентное сопротивление потерь конденсатора, *ом*.

Наименьшими потерями обладают керамические пленочные и стеклоэмалевые конденсаторы ($\operatorname{tg}\delta \approx 0{,}001 \div 0{,}0015$). У слюдяных конденсаторов $\operatorname{tg}\delta$ доходит до 0,01, у бумажных и металлобумажных — до 0,015, а у сегнетокерамических — до 0,04. Наибольшие потери имеют электролитические конденсаторы ($\operatorname{tg}\delta \approx 0{,}15 \div 0{,}2$).

Величина, обратная $\operatorname{tg}\delta$, называется добротностью конденсатора и выражается как

$$Q_C = \frac{1}{\operatorname{tg}\delta}.$$

Добротность конденсатора, доходящая у лучших из них до 1 000 и выше, определяет качество его работы в цепях переменного тока.

Собственная индуктивность. Обкладки конденсатора и его выводы обладают, как и всякий проводник, индуктивностью. Эта ненужная, но неизбежная собственная индуктивность конденсатора зависит от размера его обкладок и способа их соединения.

У керамических конденсаторов собственная индуктивность составляет примерно тысячные доли, а у слюдяных и бумажных большой емкости она увеличивается до десятых долей микрогенри.

Бумажные конденсаторы

Диэлектриком в бумажных конденсаторах служит тонкая, хорошо пропитанная изоляционным составом бумага, а проводящими электродами (обкладками) — тонкая металлическая фольга. Эти конденсаторы применяются во всех видах радиотехнической, электронной и измерительной аппаратуры. Они используются в качестве развязывающих, разделительных, блокировочных и фильтрующих элементов в различных цепях с постоянным и переменным (низкочастотным) напряжением.

Бумажные конденсаторы выпускаются в разнообразном конструктивном оформлении, на различные номинальные емкости и рабочие напряжения. Наиболее широко используются конденсаторы типов КБ (конденсаторы бумажные), КБГ (конденсаторы бумажные герметизированные), БМ (бумажные малогабаритные) и БГМ (бумажные герметизированные малогабаритные).

Габаритные чертежи этих конденсаторов приведены на рис. 6-5.

Конденсаторы типа КБ. Конденсаторы этого типа оформлены в цилиндрических бумажных корпусах различной длины и диаметра (в зависимости от емкости и рабочего напряжения) и имеют проволочные выводы. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —40 до +60° С и выпускаются на номинальную емкость от 4 700 *пф* до 0,5 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±10 и ±20% и рабочие напряжения 200, 400 и 600 *в*. Сопротивление изоляции у этих конденсаторов в нормальных условиях (при температуре +20° С) составляет 500—2 000 *Мом* (большее сопротивление у конденсаторов с меньшей емкостью), а тангенс угла потерь порядка 0,015. При температуре +60° С сопротивление изоляции у них уменьшается в несколько раз. Эти конденсаторы не рекомендуется применять в аппаратуре, работающей в условиях повышенной влажности.

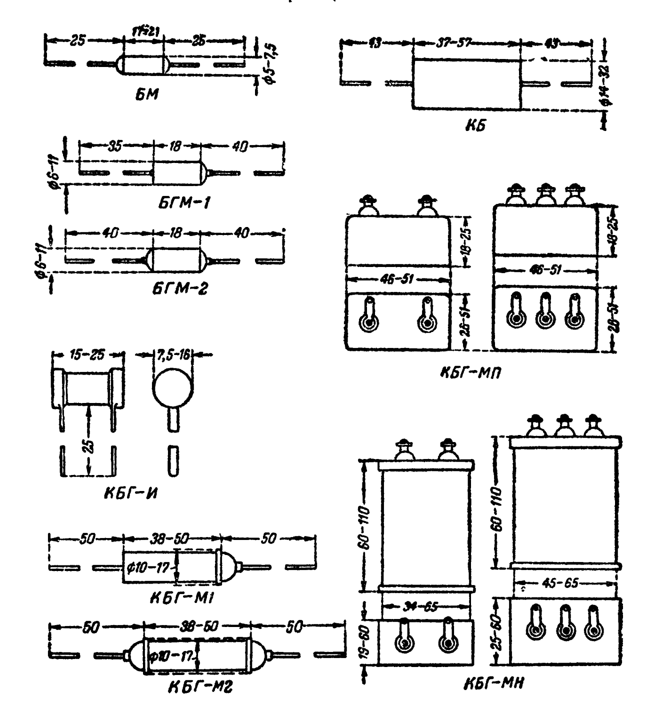


Рис. 6-5. Габаритные чертежи бумажных конденсаторов.

Конденсаторы типа КБГ. Конденсаторы этого типа выпускаются на номинальную емкость от 47 *пф* до 10 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±5, ±10, ±20 и на рабочие напряжения 200, 400, 600, 1 000 и 1 500 *в*. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +70° С, обладают тангенсом угла потерь не более 0,01 и имеют сопротивление изоляции не менее 10 000 *Мом* для конденсаторов емкостью до 0,2 *мкф* и не менее 2 000 *Мом·мкф* для конденсаторов с большей емкостью.

По конструктивному оформлению конденсаторы типа КБГ разделяются на следующие четыре вида: КБГ-И (в цилиндрических керамических или стеклянных корпусах), КБГ-М (в цилиндрических металлических корпусах), КБГ-МП (в плоских прямоугольных металлических корпусах) и КБГ-МН (в нормальных прямоугольных металлических корпусах).

Конденсаторы КБГ-И (от 4 700 *пф* до 0,1 *мкф*) и КБГ-М (от 0,01 до 0,25 *мкф*) выпускаются на рабочие напряжения 200, 400 и 600 *в*. Последние из них изготавливаются в двух вариантах: КБГ-М1, у которых один проволочный вывод изолирован от корпуса, а другой соединен с ним, и КБГ-М2 с двумя изолированными от корпуса проволочными выводами. Конденсаторы КБГ-МП (от 0,1 до 2 *мкф*) и КБГ-МН (от 0,25 до 10 *мкф*) рассчитаны на те же рабочие напряжения и еще, кроме того, на напряжения 1 000 до 1 500 *в*. Они изготавливаются с одним, двумя или тремя изолированными от корпуса лепестковыми выводами и выводом, соединенным с корпусом.

Конденсаторы типа БМ. Эти конденсаторы предназначены для использования в малогабаритной аппаратуре. Они заключены в маленькие металлические корпуса цилиндрической формы и снабжены проволочными выводами. Изготавливаются такие конденсаторы на номинальную емкость от 470 *пф* до 0,47 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±10 и ±20% и рабочие напряжения 150, 200 и 300 *в*. Рассчитаны они на работу в интервале температур от —60 до +70° С, обладают тангенсом угла потерь не более 0,01 и имеют сопротивление изоляции не менее 5 000 *Мом*.

Конденсаторы типа БГМ. В зависимости от конструкции конденсаторы этого типа изготавливаются двух видов: БГМ-1 (с одним изолированным от корпуса выводом) и БГМ-2 (с двумя изолированными выводами). Как те, так и другие рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +85° С, выпускаются на номинальные емкости от 920 *пф* до 0,05 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±5, ±10 и ±20% и рабочее напряжение 400 *в*, обладают тангенсом угла потерь не более 0,01 и имеют сопротивление изоляции не менее 10 000 *Мом*.

Эти конденсаторы предназначены для использования их в малогабаритной аппаратуре. Они заключены в маленькие металлические корпуса цилиндрической формы и снабжены проволочными выводами.

Конденсаторы других типов. Кроме указанных типов бумажных конденсаторов широкого применения, промышленность выпускает также бумажные конденсаторы специального назначения: БГТ (бумажные герметизированные термостойкие); БГМТ (бумажные герметизированные малогабаритные термостойкие), КБП (конденсаторы бумажные проходные) и СМ (стабилизаторные масляные).

Конденсаторы типов БГТ (в прямоугольных корпусах) и БГМТ (в цилиндрических корпусах) рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +100° С. Первые из них выпускаются на номинальную емкость 0,01—10 *мкф* и рабочие напряжения 200—1 500 *в*, а вторые — на емкость от 470 *пф* до 0,25 *мкф* и рабочие напряжения 400 и 600 *в*. По остальным параметрам эти конденсаторы аналогичны другим бумажным конденсаторам.

Конденсаторы типа КБП имеют специальную конструкцию и предназначены для подавления высокочастотных помех в цепях постоянного и переменного напряжения при максимальном токе через стержень до 70 *а*. Выпускаются они на номинальную емкость 0,25—2 *мкф* и рабочие напряжения 110—1 500 *в*.

Конденсаторы типа СМ предназначены для работы в цепях стабилизаторов напряжения переменного тока частотой 50 *гц* при напряжении, не превышающем 650 *в*. Изготавливаются они на емкость 5 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±10 и ±20%.

Металлобумажные конденсаторы

Металлобумажные конденсаторы являются разновидностью бумажных. Они изготавливаются из тонких бумажных лент, пропитанных специальным изоляционным составом и покрытых с одной стороны тонким слоем лака, на который наносится путем распыления тончайший слой металла (обкладки).

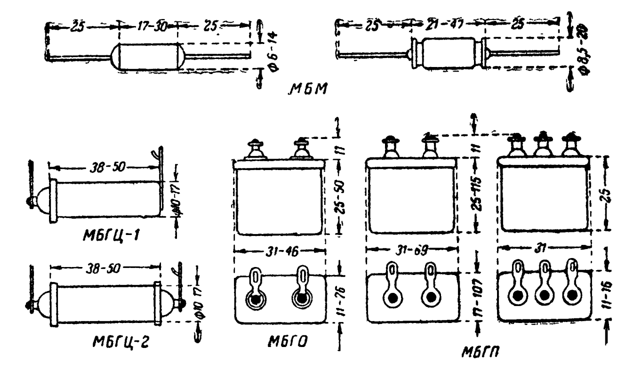


Рис. 6-6. Габаритные чертежи металлобумажных конденсаторов.

Эти конденсаторы имеют значительно меньшие размеры (по объему в несколько раз), чем обычные бумажные конденсаторы, при таких же основных электрических характеристиках. Благодаря этому их можно рекомендовать для использования в малогабаритной аппаратуре, а также в сглаживающих фильтрах выпрямителей вместо электролитических конденсаторов в той аппаратуре, где требуется особо повышенная надежность работы. Кроме того, металлобумажные конденсаторы обладают очень ценным свойством самовосстанавливаться при пробоях диэлектрика, не снижая практически при этом своих электрических параметров.

Так же как и бумажные, металлобумажные конденсаторы выпускаются в разнообразном конструктивном оформлении, на различные номинальные емкости и рабочие напряжения. Наиболее широко используются конденсаторы типов МБГЦ (металлобумажные герметизированные цилиндрические), МБГО (металлобумажные герметизированные однослойные), МБГП (металлобумажные герметизированные прямоугольные) и МБМ (металлобумажные малогабаритные). Все они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +70° С (МБГО до +60° С), обладают тангенсом угла потерь не более 0,015 и имеют сопротивление изоляции 2 000—5 000 *Мом* для конденсаторов емкостью до 0,1 *мкф* и 200—1 000 *Мом·мкф* для конденсаторов большей емкости.

Габаритные чертежи этих конденсаторов приведены на рис. 6-6.

Конденсаторы типа МБГЦ. Конденсаторы этого типа выпускаются на номинальную емкость от 0,025 до 1 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±5, ±10 и ±20% и рабочие напряжения 200, 400, 600 и 1 000 *в*. Они за-

ключены в металлический корпус цилиндрической формы и имеют выводы в виде лепестков. Изготавливаются они двух видов: МБГЦ-1 (с одним изолированным от корпуса выводом) и МБГЦ-2 (с двумя изолированными выводами).

Конденсаторы типа МБГО. Эти конденсаторы выпускаются на номинальную емкость от 0,25 до 30 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±10 и ±20% и рабочие напряжения 160, 300, 400, 500 и 600 *в*. Изготавливаются они в металлических корпусах прямоугольной формы.

Конденсаторы типа МБГП. Выпускаются на номинальную емкость от 0,1 до 25 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±5, ±10 и ±20% и рабочие напряжения 200, 400, 600, 1 000 и 1 500 *в*. Изготавливаются в плоских металлических корпусах и имеют различные варианты крепления.

Конденсаторы типа МБМ. Предназначены для использования в малогабаритной аппаратуре. Выпускаются на номинальную емкость от 5 100 *пф* до 1 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±10 и ±20% и рабочие напряжения 160, 250, 500, 750 и 1 000 *в*. Изготавливаются в металлических корпусах цилиндрической формы и имеют изолированные от корпуса проволочные выводы.

Конденсаторы других типов. Наряду с указанными типами металлобумажных конденсаторов широкого применения промышленностью выпускаются также специальные металлобумажные конденсаторы типов МБГТ (металлобумажные герметизированные термостойкие) и МБГЧ (металлобумажные герметизированные частотные), конструктивно оформленные в металлических прямоугольных корпусах.

Конденсаторы типа МБГТ рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +100° С, выпускаются на номинальную емкость 0,1—20 *мкф* и рабочие напряжения 160—1 000 *в*.

Конденсаторы типа МБГЧ благодаря специальному способу соединения обкладок с выводными концами обладают сравнительно малой собственной индуктивностью, вследствие чего могут применяться на более высоких частотах, чем другие металлобумажные конденсаторы. Они выпускаются на номинальную емкость 0,25—10 *мкф* и рабочие напряжения 150—1 000 *в*.

По всем остальным электрическим параметрам конденсаторы МБГТ и МБГЧ аналогичны другим типам металлобумажных конденсаторов.

Слюдяные конденсаторы

В слюдяных конденсаторах диэлектриком служат пластинки высококачественной слюды, а проводящими элементами (обкладками) — листики металлической фольги или тонкие слои серебра, нанесенного путем распыления на поверхность слюдяных пластинок.

Благодаря сравнительно малым потерям (тангенс угла потерь порядка 0,001) и высокому сопротивлению изоляции (порядка 10 000 *Мом*) эти конденсаторы используются главным образом в высокочастотных цепях, а также в качестве разделительных элементов в остальных цепях радиотехнической и электронной аппаратуры.

Конденсаторы с обкладками из фольги менее стабильны, чем конденсаторы с серебряным слоем. По температурным параметрам (ТКЕ) они отнесены к группе А и применяются только в тех цепях схемы, где стабильность емкости не имеет большого значения. Остальные конденсаторы относятся к группам Б, В и Г (см. табл. 6-3).

Промышленность выпускает слюдяные конденсаторы типов КСО (конденсаторы слюдяные опрессованные пластмассой), КСГ (конденсаторы слюдяные герметизированные) и СГМ (слюдяные герметизированные малогабаритные). Все они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +70° С (СГМ до +80° С), и выпускаются с допускаемыми отклонениями от номинальной емкости ±5, ±10 и ±20%.

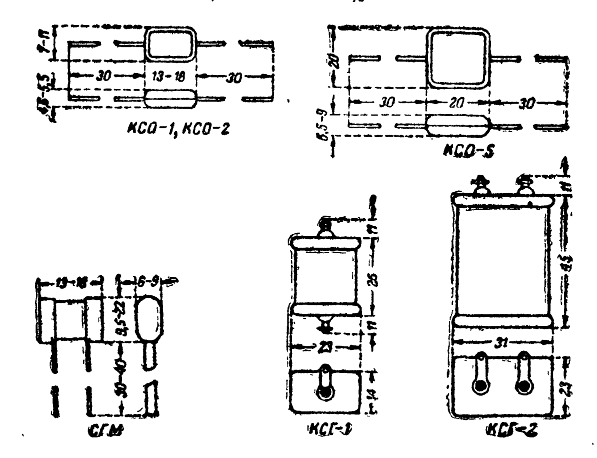


Рис. 6-7. Габаритные чертежи слюдяных конденсаторов.

Габаритные чертежи этих конденсаторов приведены на рис. 6-7.

Конденсаторы типа КСО. В зависимости от номинальных значений емкости, рабочих напряжений и конструктивного оформления конденсаторы типа КСО изготавливаются десяти видов, из которых наиболее распространены КСО-1 (на емкость от 51 до 750 *пф* и рабочее напряжение 250 *в*), КСО-2 (на емкость 100—2 400 *пф* и рабочее напряжение 500 *в*) и КСО-5 (на емкость от 470 *пф* до 0,01 *мкф* и рабочие напряжения 250 и 500 *в*). Остальные конденсаторы этого типа (от КСО-6 до КСО-13) используются редко (выпускаются на емкость от 10 *пф* до 0,047 *мкф* и рабочие напряжения 250—7 000 *в*).

Конденсаторы типа КСГ. Эти конденсаторы состоят из пакета склюдяных пластинок с нанесенными на них серебряными слоями (обкладками). Пакет помещен в прямоугольный герметичный металлический корпус. Изготавливаются они двух видов: КСГ-1 и КСГ-2.

Конденсаторы КГС-1 выпускаются на номинальную емкость от 470 *пф* до 0,02 *мкф* и рабочее напряжение 500 *в*, а также на емкость 470—4 700 *пф* и напряжение 1 000 *в*. Выводные контактные лепестки у них расположены на противоположных стенках корпуса.

У конденсаторов КСГ-2 выводные лепестки помещены на верхней крышке. Эти конденсаторы выпускаются на номинальную емкость 0,02—0,1 *мкф* и рабочие напряжения 500 и 1 000 *в*.

Конденсаторы типа СГМ. У конденсаторов этого типа пакет слюдяных прокладок с нанесенными на них серебряными обкладками заключен в небольшую немного сплюснутую керамическую трубку, торцы которой закрыты металлическими колпачками с ленточными выводами. В зависимости от размеров эти конденсаторы изготавливаются четырех видов: от СГМ-1 до СГМ-4.

Конденсаторы СГМ-1 выпускаются на номинальную емкость 51—560 *пф* и рабочее напряжение 250 *в*, СГМ-2 — на емкость 620—1 200 *пф* и на то же напряже-

ние, СГМ-3 — на емкость 51—4 300 *пф* и напряжения 500, 1 000 и 1 500 *в* и СГМ-4 — на емкость от 1 600 *пф* до 0,01 *мкф* и напряжения 250—1 500 *в*.

Пленочные и металлопленочные конденсаторы

Пленочные и металлопленочные конденсаторы применяются в радиотехнической, электронной и измерительной аппаратуре наряду со слюдяными и керамическими. Диэлектриком в них служит тонкая пленка из

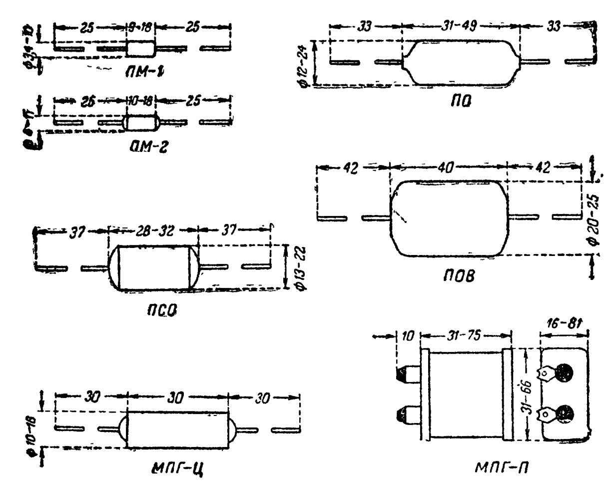


Рис. 6-8. Габаритные чертежи пленочных конденсаторов.

полистирола, стирофлекса или фторопласта, а проводящими электродами — тонкая металлическая фольга (у пленочных конденсаторов) или нанесенный на пленку тончайший металлический слой (у металлопленочных конденсаторов).

Из выпускаемых промышленностью пленочных и металлопленочных конденсаторов наиболее распространены конденсаторы типов ПО (пленочные открытые), ПОВ (пленочные открытые высоковольтные), ПСО (пленочные стирофлексные открытые), ПМ (пленочные малогабаритные) и МПГ (металлопленочные герметизированные).

Габаритные чертежи этих конденсаторов приведены на рис. 6-8.

Конденсаторы типа ПО. Выпускаются на номинальную емкость от 51 *пф* до 0,03 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±10 и ±20% и рабочее напряжение 300 *в*. Рассчитаны на работу в интервале температур от —40 до +50° С и имеют сопротивление изоляции не менее 10^7—10^8 *Мом*.

Конденсаторы типа ПОВ. Выпускаются на номинальную емкость 390 *пф* с допускаемым отклонением ±20% и на рабочие напряжения 10 и 15 *кв*. Рассчитаны на работу в интервале температур от 0 до +60° С и имеют сопротивление изоляции не менее 50 000 *Мом*.

Конденсаторы типа ПСО. Выпускаются на номинальную емкость от 470 *пф* до 0,01 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±5, ±10 и ±20% и на рабочее напряжение 500 *в*. Рассчитаны на работу в интервале температур от 0 до ±60° С, обладают тангенсом угла потерь не более 0,0015 и имеют сопротивление изоляции не менее 10 000 *Мом*.

Конденсаторы типа ПМ. Выпускаются на номинальную емкость от 100 *пф* до 0,01 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±5, ±10 и ±20% и на рабочее напряжение 60 *в*. Рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +70° С, обладают тангенсом угла потерь порядка 0,001—0,0015 и имеют сопротивление изоляции не менее 50 000 *Мом*. В зависимости от конструкции и размеров изготавливаются двух видов: ПМ-1 и ПМ-2.

Конденсаторы типа МПГ. В зависимости от конструкции конденсаторы этого типа разделяются на два вида: МПГ-Ц (в металлических корпусах цилиндрической формы и проволочными выводами) и МПГ-П (в металлических корпусах прямоугольной формы с контактными лепестками на крышке). Они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +60° С, обладают тангенсом угла потерь не более 0,001 и имеют сопротивление изоляции не менее 50 000 *Мом* при емкости до 0,1 *мкф* и 5 000 *Мом·мкф* при большей емкости.

Конденсаторы МПГ-Ц выпускаются на номинальную емкость 3 000—10 000 *пф* с допускаемыми отклонениями ±2, ±5 и ±10% и на рабочие напряжения 500 и 1 000 *в*, а конденсаторы МПГ-П — на емкость 0,015—2 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±1, ±2, ±5 и ±10% и на рабочие напряжения 250, 500 и 1 000 *в*.

Конденсаторы других типов. Из других пленочных конденсаторов, применяемых в специальных случаях, следует указать на конденсаторы типов ФТ (фторопластовые термостойкие) и ПГТ (полистироловые герметизированные точные).

Конденсаторы ФТ рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +200° С и выпускаются на номинальную емкость 0,02—0,25 *мкф* и рабочие напряжения 200 и 600 *в*.

Конденсаторы ПГТ изготавливаются с допускаемыми отклонениями емкости ±0,1, ±0,2 и ±0,5% и выпускаются на номинальную емкость 0,08—2 *мкф* и на рабочие напряжения 160 и 300 *в*.

Керамические конденсаторы

Керамические конденсаторы широко применяются в различной радиотехнической аппаратуре, главным образом в цепях высокой частоты. Диэлектриком в них служат трубка или диск из специальной конденсаторной керамики с малыми диэлектрическими потерями, а обкладками — тонкие слои серебра, нанесенного на поверхность керамики. Изготавливаются также конденсаторы с диэлектриком из сегнетокерамики (сегнетокерамические конденсаторы), предназначенные для работы в цепях низкой частоты.

В зависимости от величины ТКЕ керамические конденсаторы разделяются на ряд групп, каждая из которых имеет соответствующий цвет окраски корпуса или маркировочной точки.

Из большого числа различных по конструкции и назначению керамических конденсаторов наиболее распространены конденсаторы типов КТ (конденсаторы трубчатые), КД (конденсаторы дисковые) и КДС (конденсаторы дисковые сегнетокерамические).

Габаритные чертежи этих конденсаторов приведены на рис. 6-9.

Конденсаторы типа КТ. В зависимости от размеров и номинальных значений емкости конденсаторы этого типа разделяются на ряд видов, из которых наиболее широко применяются конденсаторы КТ-1 и КТ-2, рассчитанные на работу в интервалах температур от —60 до +85° С и от —60 до +155° С и имеющие сопротивление изоляции не менее 10 000 *Мом* и тангенс угла

потерь не более 0,0012—0,002 (для конденсаторов с допускаемым изменением емкости от +80 до —20% не более 0,035).

Конденсаторы КТ-1 изготавливаются на номинальную емкость от 1 до 560 *пф* с допускаемыми отклонениями ±10 и ±20%, на рабочие напряжения 160 и 250 *в*, а также на номинальную емкость от 680 *пф* до 0,01 *мкф* с допускаемым изменением емкости от +80 до —20%, на рабочее напряжение 160 *в*.

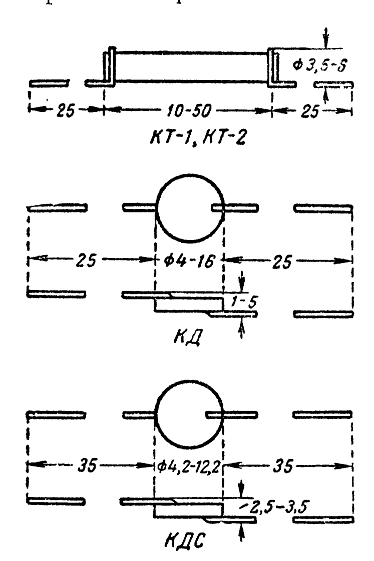


Рис. 6-9. Габаритные чертежи керамических конденсаторов.

Конденсаторы КТ-2 выпускаются на номинальную емкость от 2,2 до 2 200 *пф* с допускаемыми отклонениями ±2, ±5, ±10 и ±20%, на рабочие напряжения 400 и 500 *в*, а также на номинальную емкость от 680 *пф* до 0,033 *мкф* с допускаемым изменением емкости от +80 до —20%, на рабочее напряжение 300 *в*.

Конденсаторы типа КД. Эти конденсаторы разделяются на два вида. КД-1 и КД-2. По рабочему интервалу температур, тангенсу угла потерь и сопротивлению изоляции они одинаковы с конденсаторами типа КТ.

Конденсаторы КД-1 выпускаются на номинальную емкость от 1 до 130 *пф* с допускаемыми отклонениями ±5, ±10 и ±20%, на рабочие напряжения 100 и 250 *в*, а также на номинальную емкость от 680 до 2 200 *пф* с допускаемым изменением емкости от +80 до —20%, на рабочее напряжение 160 *в*.

Конденсаторы КД-2 изготавливаются на номинальную емкость от 1 до 270 *пф* с допускаемыми отклонениями ±2, ±5, ±10 и ±20%, на рабочие напряжения 400 и 500 *в*, а также на номинальную емкость от 680 до 6 800 *пф* с допускаемым изменением емкости от +80 до —20%, на рабочее напряжение 300 *в*.

Конденсаторы типа КДС. В зависимости от размеров и номинальных значений емкости эти конденсаторы выпускаются трех видов: КДС-1 — на номинальную емкость 1 000 *пф*, КДС-2 — на емкость 3 000 *пф* и КДС-3 — на емкость 6 800 *пф*. Все изготавливаются на рабочее напряжение 250 *в*, с допускаемыми отклонениями емкости от +100 до —40%, тангенсом угла потерь не более 0,04, сопротивлением изоляции не менее 10 000 *Мом*, на интервал рабочих температур от —60 до +85° С.

Конденсаторы этого типа окрашены оранжевой краской и маркированы той или иной цветной точкой на корпусе, указывающей допускаемое изменение емкости в интервале рабочих температур. Белая точка на оранжевом корпусе означает изменение — 90%, синяя — 70% и зеленая ±30%.

Конденсаторы других типов. Из других керамических конденсаторов различного назначения следует указать на конденсаторы типов КТН (керамические трубчатые негерметизированные), выпускаемые на номинальную емкость 2—680 *пф* и рабочее напряжение 500 *в*, КО (керамические опорные) — на емкость 20—360 и 100—5 100 *пф* и напряжения 400 и 500 *в*, используемые как блокировочные конденсаторы, КДО (керамические дисковые опорные) — на емкость 3—1 500 *пф* и напряжения 400 и 500 *в*, того же назначения, КДУ (керамические дисковые ультракоротковолновые) — на емкость 1—27 *пф* и напряжение 500 *в*, предназначенные для работы в цепях с частотой до 500 *Мгц*, КОБ (керамические опрессованные боченочные) — на емкость 500 и 2 500 *пф* и напряжения от 5 до 30 *кв*, используемые как конденсаторы фильтра и КПТ (керамические трубчатые проходные) — на емкость 8, 20, 27, 100, 300, 3 600, 6 800 и 15 000 *пф* и напряжения 400 и 500 *в*, предназначенные для подавления высокочастотных помех.

Стеклоэмалевые конденсаторы

Стеклоэмалевые конденсаторы состоят из чередующихся тонких слоев стеклоэмали (диэлектрик) и серебра (обкладки), спеченных между собой в условиях высокой температуры. Четные и нечетные обкладки соединены порознь на противоположных торцах конденсатора.

Для широкого применения в различной аппаратуре промышленностью изготовляются стеклоэмалевые конденсаторы типа КС (конденсаторы стеклоэмалевые),

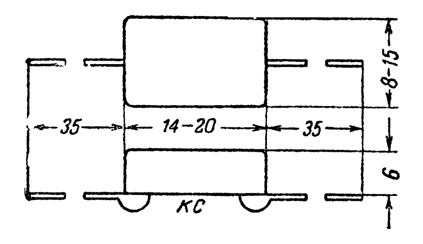


Рис. 6-10. Габаритный чертеж стеклоэмалевых конденсаторов.

разделяющиеся в зависимости от размеров на три вида: КС-1, КС-2 и КС-3. По своим основным электрическим параметрам они близки к керамическим конденсаторам и могут использоваться наравне с последними.

Габаритный чертеж этих конденсаторов приведен на рис. 6-10.

Конденсаторы типа КС рассчитанны на работу в интервале температур от —60 до +100° С, обладают тангенсом угла потерь не более 0,0015 и имеют сопротивление изоляции не менее 20 000 *Мом*. Выпускаются они на номинальную емкость от 10 до 1 000 *пф* с допускаемыми отклонениями ±2, ±5, ±10 и ±20% и на рабочее напряжение 500 *в*. По температурным пара-

метрам (ТКЕ) эти конденсаторы относятся к группам Р, О, М и П (см. табл. 6-3).

Стеклоэмалевые конденсаторы изготавливаются с проволочными выводами и без них. Последние предназначаются для использования в печатных схемах, внешние проводники которых припаиваются непосредственно к металлизированным торцам конденсатора.

Электролитические конденсаторы

Электролитические конденсаторы предназначены для работы в цепях с постоянным или пульсирующим напряжением и применяются в основном для отфильтровывания переменных напряжений. Малогабаритные электролитические конденсаторы используются также как

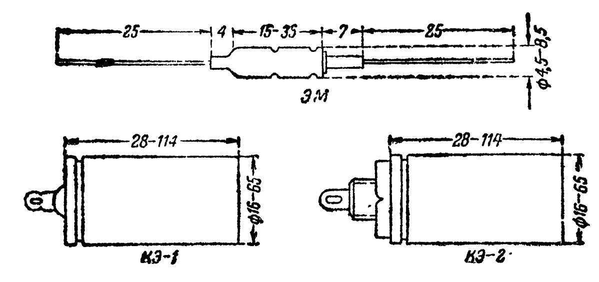


Рис. 6-11. Габаритные чертежи электролитических конденсаторов.

разделительные между каскадами в аппаратуре на транзисторах.

Диэлектриком в электролитических конденсаторах служит тонкий слой окиси, нанесенный электролитическим способом на тонкую ленту из фольги. Эта лента является одной из обкладок конденсатора (анод). Другая его обкладка (катод) образуется из пропитанной электролитом плотно прилегающей к покрытой окисью поверхности фольги бумажной ленты и соприкасающейся с ней не окисленной лентой из фольги. Свернутые в рулон ленты помещены в металлический корпус.

Полярность электролитических конденсаторов требует определенного включения их в схему (обычно корпус конденсатора подключается к отрицательному полюсу цепи). Важнейшим преимуществом этих конденсаторов перед другими конденсаторами является их небольшой объем на единицу емкости, а главными недостатками можно считать повышенный ток утечки (особенно при перегреве) и большую зависимость емкости от температуры (особенно при понижении рабочей температуры).

В настоящее время наиболее широкое распространение получили конденсаторы типов КЭ (конденсаторы электролитические) и ЭМ (электролитические малогабаритные).

Габаритные чертежи этих конденсаторов приведены на рис. 6-11.

Конденсаторы типа КЭ. По конструкции и способу крепления конденсаторы этого типа изготавливаются трех видов: КЭ-1, КЭ-2 и КЭ-3, причем последние из них не получили широкого распространения. Конденсаторы КЭ-1 и КЭ-2 заключены в цилиндрический алюминиевый корпус, являющийся катодным выводом. Анодным выводом служит контактный лепесток, расположенный у конденсаторов КЭ-1 на текстолитовой крышке, а у конденсаторов КЭ-2 — на пластмассовой втулке с резьбой, при помощи которой эти конденсаторы крепятся на шасси. Конденсаторы КЭ-3 заключены в алюминиевую трубку и снабжены проволочными выводами.

Конденсаторы типа КЭ выпускаются на номинальную емкость от 2 до 2 000 *мкф* с допускаемыми отклонениями от +50 до —20% и на рабочие напряжения от 8 до 500 *в*. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —10 до +60° С (неморозостойкие — группа Н), от —40 до +60° С (морозостойкие — группа М), от —50 до +60° С (повышенной морозостойкости — группа ПМ), от —60 до +60° С (особо морозостойкие — группа ОМ) и имеют тангенс угла потерь не более 0,2.

Кроме того, выпускаются конденсаторы типа КЭ-2-Н такой же конструкции, как и КЭ-2. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —10 до +60° С; имеют тангенс угла потерь не более 0,15 и изготовляются на номинальную емкость 80 *мкф* при рабочем напряжении 450 *в*, на емкость 120 *мкф* при напряжении 300 *в* и на емкость 150 *мкф* при напряжении 200 *в* с допускаемыми отклонениями емкости от +75 до —10%.

Конденсаторы типа ЭМ. Эти конденсаторы конструктивно оформлены в виде миниатюрного алюминиевого патрона цилиндрической формы и имеют проволочные выводы. На патроне около одного из выводов обозначена полярность включения конденсатора.

Конденсаторы рассчитаны на работу в интервале температур от —10 до +70° С (группа Н), от —40 до +70° С (группа М) или от —60 до +70° С (группа ОМ). Выпускаются они на номинальную емкость от 0,5 до 50 *мкф* с допускаемым отклонением +100% и на рабочие напряжения от 4 до 150 *в*.

Конденсаторы других типов. Из других изготовляемых промышленностью электролитических конденсаторов можно указать на конденсаторы типов ЭГЦ (электролитические герметизированные цилиндрические), ЭФ (электролитические фотоосветительные), КЭГ (конденсаторы электролитические герметизированные) и ЭТО (электролитические танталовые объемнопористые).

Конденсаторы типа ЭГЦ по своей конструкции схожи с конденсаторами КЭ-1, но имеют герметичную алюминиевую крышку со стеклянным изолятором и контактным лепестком (анодный вывод) в центре. На корпусе конденсатора помещен второй контактный лепесток (катодный вывод).

По интервалу рабочих температур (изготавливаются группы М и ОМ), рабочим напряжениям (выпускаются от 6 *в*), номинальной емкости и другим параметрам эти конденсаторы аналогичны конденсаторам типа КЭ.

Конденсаторы типа ЭФ применяются для питания импульсных ламп фотоосветителей. Выпускаются они в алюминиевых цилиндрических корпусах и изготавливаются на номинальную емкость 800 и 1 300 *мкф* при рабочем напряжении 300 *в*, на 1 000 *мкф* при напряжении 500 *в* и на емкость 1 500 *мкф* при напряжениях 130 и 200 *в* с допускаемым отклонением емкости от +50 до —15%. Рассчитаны эти конденсаторы на работу в интервале температур от —10 до +40° С и имеют тангенс угла потерь не более 0,15.

Конденсаторы типа КЭГ по своим электрическим данным аналогичны конденсаторам КЭ, но в отличие от последних заключены не в цилиндрические алюминиевые, а в стальные прямоугольные герметизированные корпуса.

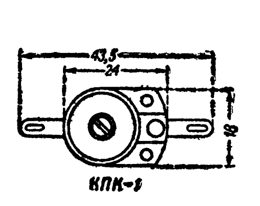
Конденсаторы типа ЭТО отличаются от электролитических конденсаторов других типов значительно меньшими размерами и током утечки при одинаковой с ними емкости. Диэлектриком в них служит тонкая пленка окисла на поверхности пористого танталового цилиндра, являющегося анодом конденсатора. Вывод от анода

выполнен в виде изолированного от корпуса контактного лепестка. Катодом конденсатора является электролит, а выводом его служит корпус с приваренной к его дну проволокой.

Рассчитаны эти конденсаторы на работу в интервале температур от —60 до +150° С и выпускаются на номинальные емкости от 10 до 1 000 *мкф* и рабочие напряжения от 6 до 90 *в*.

Подстроечные конденсаторы

Подстроечные конденсаторы применяются для точной фиксированной подстройки емкости в цепях высокой частоты, чаще всего в колебательных контурах.



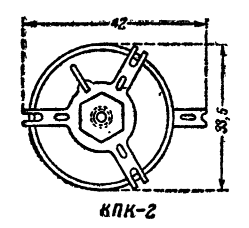


Рис. 6-12. Габаритные чертежи подстроечных конденсаторов.

Для этого одна из обкладок (или группа обкладок) делается подвижной по отношению к другой неподвижной обкладке. Обычно такие конденсаторы изготовляются на сравнительно небольшие изменения емкости.

Промышленностью выпускаются в широком ассортименте конденсаторы типа КПК (конденсаторы подстроечные керамические). В зависимости от конструктивного выполнения они подразделяются на ряд видов, из которых наиболее распространены конденсаторы КПК-1 и КПК-2 (рис. 6-12). Статором у этих конденсаторов является керамическое основание с нанесенным на его поверхности тонким серебряным сектором, а ротором служит керамический диск с таким же сектором. Изменение емкости конденсатора производится поворотом диска. Рассчитаны эти конденсаторы на работу в интервале температур от —60 до +80° С, имеют тангенс угла потерь не более 0,002, обладают сопротивлением изоляции не менее 1 000 *Мом* и изготавливаются на рабочее напряжение 500 *в*. Конденсаторы КПК-1 выпускаются на номинальные значения емкости 2÷7, 4÷15, 6÷25, 8÷30 *пф*, а конденсаторы КПК-2 на 6÷60, 10÷100 и 25÷150 *пф*.

Для малогабаритной аппаратуры, выпускаются подстроечные конденсаторы типа КПКМ (конденсаторы подстроечные керамические малогабаритные), сходные по свой конструкции с конденсаторами КПК-1, но меньшие по размерам. Эти конденсаторы изготавливаются на номинальные значения емкости 4÷15, 5÷20, 6÷25 и 8÷30 *пф*, на рабочее напряжение 350 *в*.

Конденсаторы переменной емкости

Эти конденсаторы предназначены для тех узлов аппаратуры, где требуется производить в определенных пределах плавное изменение емкости. Наибольшее распространение имеют конденсаторы переменной емкости, в которых подвижная группа пластин при повороте оси входит в воздушные зазоры между пластинами неподвижной группы. Такие конденсаторы отличаются большой точностью установки емкости, высокой стабильностью и незначительными потерями. Благодаря этому они широко применяются для настройки высокочастотных колебательных контуров. Встречаются также конденсаторы переменной емкости с твердым диэлектриком, в которых между пластинами помещены изоляционные прокладки. Эти конденсаторы используются в основном как регулировочные.

По характеру изменения емкости в зависимости от угла поворота оси, что определяется той или иной формой пластин, конденсаторы разделяются на четыре вида: прямоемкостные, прямоволновые, прямочастотные и среднелинейные (логарифмические).

У прямоемкостных конденсаторов, имеющих полукруглые подвижные пластины, изменение емкости происходит пропорционально углу поворота оси. Применяются такие конденсаторы сравнительно редко, главным образом в специальной измерительной аппаратуре.

Прямоволновые конденсаторы, имеющие несколько иную форму пластин, позволяют изменять длину волны контура пропорционально углу поворота оси. Эти конденсаторы также имеют ограниченное применение.

Более широко используются прямочастотные конденсаторы, дающие равномерное изменение частоты контура по диапазону, а также среднелинейные конденсаторы, у которых процентное изменение емкости, приходящееся на градус поворота оси, остается постоянным в любом месте шкалы. Это обеспечивает одинаковую точность отсчета по всей шкале и значительно облегчает спаривание конденсаторов на одной оси.

Конденсаторы переменной емкости, применяемые в радиовещательных приемниках, обычно имеют зависимость изменения емкости, близкую к среднелинейной (график зависимости емкости типового конденсатора от угла поворота его оси приведен на рис. 6-13).

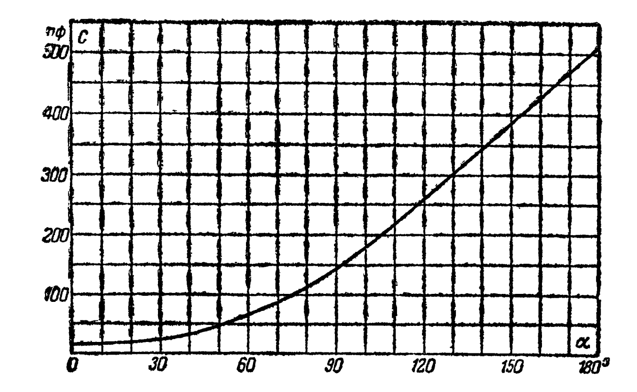


Рис. 6-13. Зависимость емкости C типового переменного конденсатора от угла поворота его оси α.

Для радиовещательных приемников различного класса изготавливаются одинарные, спаренные (два конденсатора на одной оси) и строенные конденсаторы переменной емкости с воздушным диэлектриком. Минимальная емкость (подвижные пластины выведены) у различных образцов таких конденсаторов (в различных приемниках) лежит в пределах 10—17 *пф*, а максимальная емкость (пластины введены) — в пределах 450—540 *пф*.

Тангенс угла потерь у такого конденсатора на частоте 1 *Мгц* не превышает 0,01 при выведенных подвижных пластинах (угол поворота оси равен 0°) и 0,001 при введенных пластинах (угол поворота оси равен 180°). Сопротивление изоляции между группами подвижных и неподвижных пластин конденсатора при любом повороте его оси должно быть не менее 200 *Мом*.

В радиовещательных приемниках с ультракоротковолновым диапазоном применяются конденсаторы переменной емкости с дополнительными группами подвижных и неподвижных пластин, емкость которых при повороте оси от 0 до 180° изменяется примерно от 8 до 20 *пф*.

6-3. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ КАТУШКИ

В высокочастотных узлах и цепях радиотехнической аппаратуры применяются различные по назначению и самые разнообразные по устройству катушки индуктивности. В зависимости от назначения их можно разделить на контурные катушки (образующие совместно с конденсаторами колебательный контур), катушки связи (передающие высокочастотные колебания из одной цепи в другую), дроссели высокой частоты (преграждающие путь токам высокой частоты) и др. По конструктивным признакам катушки могут быть разделены на цилиндрические, спиральные, однослойные, многослойные, с сердечником или без сердечника, с постоянной или переменной индуктивностью и т. д.

Промышленность не выпускает типовых высокочастотных катушек. В приемниках одинакового назначения, но разных марок, например, можно встретить катушки, различные по конструкции. Следует отметить, однако, что в отличие от других радиодеталей (конденсаторов и резисторов) высокочастотные катушки нетрудно изготовить самому. Поэтому радиолюбители в своих устройствах часто применяют самодельные катушки. Наибольшее распространение в радиолюбительской практике получили цилиндрические однослойные и многослойные катушки.

Основные параметры катушек

Количественные и качественные показатели высокочастотной катушки определяются в основном ее индуктивностью, добротностью, собственной емкостью и температурным коэффициентом индуктивности.

Индуктивность. Этот количественный показатель катушки зависит в основном от ее размеров, формы и числа витков. Чем больше по размерам катушка и чем больше содержит она витков, тем больше ее индуктивность. Кроме того, на индуктивность катушки сильно влияют введение в нее сердечника и помещение ее в экран. Сердечник (магнитный) увеличивает, а экран (немагнитный) уменьшает индуктивность катушки.

В радиотехнической аппаратуре используются высокочастотные катушки индуктивностью от долей микрогенри до десятков миллигенри.

Добротность. В катушке, включенной в цепь переменного тока, из-за потерь в ее обмотке, каркасе, сердечнике бесполезно рассеивается часть энергии. Так же, как и в конденсаторах рассеивание энергии в катушке можно выразить тангенсом угла потерь:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{r}{2\pi f L},$$

где f — частота тока, *гц*;

L — индуктивность катушки, *гн*;

r — эквивалентное сопротивление потерь катушки, *ом*.

Однако качество работы катушки в цепях переменного тока принято выражать не тангенсом угла потерь, а его обратной величиной, называемой добротностью:

$$Q_L = \frac{1}{\operatorname{tg}\delta} = \frac{2\pi f L}{r}.$$

Значение добротности у катушки с заданной индуктивностью зависит в основном от конструктивного выполнения последней. Большей добротностью (меньшими потерями) обладают катушки с обмоткой из литцендрата и толстого провода с каркасом из специального радиочастотного материала (радиофарфора, полистирола и др.) или вовсе без каркаса. В ряде случаев повышению добротности катушки способствует введение в нее сердечника из высокочастотного материала (карбонильное железо, ферриты и др.), так как при этом заданную индуктивность можно получить с меньшим количеством провода.

В приемниках и других широко распространенных радиотехнических устройствах используются обычно катушки средней добротности (порядка 40—200). Катушки индуктивности с высокой добротностью (более 300) целесообразно применять только в специальных случаях (например, в контурах и фильтрах с острой резонансной характеристикой).

Собственная емкость. Витки и слои катушки образуют емкость, которую в целом можно рассматривать как конденсатор, подключенный параллельно катушке. Наличие этой собственной емкости у катушки ухудшает ее качественные показатели (понижает добротность и стабильность, уменьшает коэффициент перекрытия диапазона частот в колебательном контуре, ухудшает действие катушки, примененной в качестве дросселя). Поэтому при конструировании катушек стараются уменьшить их емкость.

Собственная емкость катушки сильно зависит от ее размеров и способа намотки. Катушки большего размера обладают большей собственной емкостью (наиболее сильно влияет диаметр катушки). Наименьшую емкость (1—3 *пф*) имеют однослойные катушки, намотанные с шагом, а также многослойные катушки (5—30 *пф*) с универсальной намоткой или намоткой внавал. Уменьшению собственной емкости катушки способствует также разделение ее обмотки на отдельные секции.

Температурный коэффициент индуктивности. При изменении окружающей температуры изменяются размеры катушки, вследствие чего изменяется и ее индуктивность. Относительное изменение последней на 1° С называется температурным коэффициентом индуктивности (сокращенно ТКИ).

Температурный коэффициент индуктивности ухудшает стабильность катушки. Для его уменьшения применяют специальные меры. В однослойных катушках, например, применяют для этого каркасы из керамических материалов (одновременно уменьшаются и потери) и намотку производят нагретым до 80—120° С проводом. Если, например, обычная однослойная цилиндрическая катушка имеет ТКИ порядка $30 \cdot 10^{-6}$—$50 \cdot 10^{-6}$, то у катушки на керамическом каркасе с нанесенными на нем (вжиганием) витками этот параметр снижается примерно до $8 \cdot 10^{-6}$—$18 \cdot 10^{-6}$.

В колебательных контурах для уменьшения влияния ТКИ к катушке контура подключают термокомпенсирующий конденсатор с отрицательным ТКЕ (см. стр. 72).

Однослойные катушки

В радиотехнических устройствах широкого пользования катушки индуктивностью, примерно, до 100 *мкгн* обычно наматываются в один слой (рис. 6-14). Такие

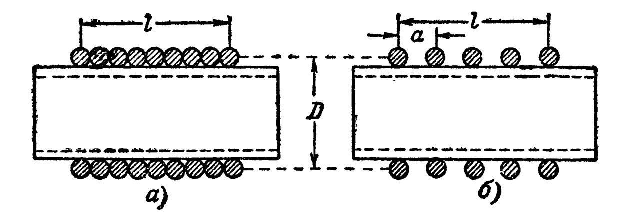


Рис. 6-14. Однослойные цилиндрические катушки.

а — катушка сплошной намотки; *б* — катушка, намотанная с шагом.

катушки, как правило, применяются на частотах выше 1,5—2 *Мгц* (например, коротковолновые и ультракоротковолновые в радиоприемнике).

Обмотка однослойной катушки может быть выполнена сплошной (плотно виток к витку) или с шагом (с промежутками между витками). Сплошная намотка применяется обычно для катушек индуктивностью более 15—20 *мкгн*. Для снижения собственной емкости катушки и повышения ее стабильности применяют намотку с шагом.

С достаточной для практических случаев точностью индуктивность однослойной катушки (сплошной или с шагом) можно рассчитывать по следующей формуле:

$$L = \frac{0,001Dw^2}{\frac{l}{D} + 0,44},$$

где L — индуктивность катушки, *мкгн*;
D — диаметр катушки, *мм*;
l — длина катушки, *мм*;
w — число витков катушки.

Из приведенной формулы видно, что заданную индуктивность можно получить при различных соотношениях диаметра, длины и числа витков катушки. Наибольшая же индуктивность из провода определенной длины получается при условии, когда диаметр катушки больше ее длины примерно в 2,5 раза. Однако такие катушки встречаются редко.

В радиоприемниках однослойные контурные катушки для коротковолнового диапазона выполняются на каркасах (диаметром 10—20 *мм*) из радиофарфора, полистирола или гетинакса проводом в эмалевой изоляции диаметром 0,4—0,8 *мм*. Для катушек связи этого же диапазона используют более тонкий провод (диаметром 0,1—0,2 *мм*) и наматывают его между витками контурной катушки.

Ультракоротковолновые катушки, состоящие из нескольких витков толстого провода (диаметром более 1 *мм*), чаще всего выполняются бескаркасными.

Подгонка (подстройка) однослойной катушки под нужную индуктивность производится либо путем перемещения отвода по виткам (для катушек из толстого провода, намотанных с шагом), либо путем удлинения обмотки (отодвиганием крайних витков), либо путем приближения или удаления короткозамкнутого витка, расположенного на том же каркасе, что и катушка. Для этой же цели применяются магнитные (в коротковолновых катушках) и немагнитные (в ультракоротковолновых катушках) сердечники.

Многослойные катушки

Катушки, индуктивностью более 100 *мкгн*, обычно имеют многослойную обмотку (рис. 6-15). Такие катушки, как правило, применяются на частотах ниже 1,5—2 *Мгц* (например, средневолновые и длинноволновые катушки в радиоприемнике).

Для уменьшения собственной емкости многослойных катушек применяют специальные способы намотки. В заводских условиях катушки наматывают так, чтобы витки одного слоя укладывались не параллельно виткам другого, а располагались к нему под некоторым углом (универсальная намотка). Радиолюбители же чаще всего используют другой, более простой способ намотки многослойных катушек, при котором витки катушки располагаются произвольно (кучей), без соблюдения какого-либо порядка (намотка внавал).

Индуктивность многослойной катушки (с любым видом намотки) можно рассчитать по следующей формуле:

$$L = \frac{0,008D^2w^2}{3D + 9l + 10h},$$

где L — индуктивность катушки, *мкгн*;
D — средний диаметр катушки, *мм*;
l — длина катушки, *мм*;
h — высота катушки, *мм*;
w — число витков катушки.

Следует отметить, что наибольшая индуктивность многослойной катушки при одном и том же числе витков на выбранном каркасе получается, когда длина катушки l равна ее высоте h. Длина катушки чаще всего выбирается равной 3—5 *мм*.

В радиоприемниках многослойные контурные катушки обычно выполняются на каркасах из гетинаксовой или полистироловой трубки диаметром 8—15 *мм*.

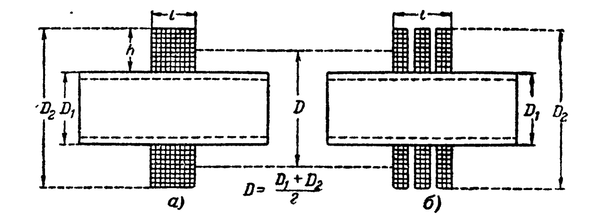


Рис. 6-15. Многослойные цилиндрические катушки.

а — односекционная катушка; *б* — секционированная катушка.

Катушки длинноволнового диапазона чаще всего наматывают проводом ПЭЛШО 0,1—0,15, а средневолновые катушки проводом ПЭЛШО 0,15—0,25 или литцендратом ЛЭШО 7×0,07.

Чтобы снизить собственную емкость многослойной катушки, а также уменьшить ее наружный диаметр (для компактности), катушку выполняют из нескольких последовательно соединенных одинаковых секций (2—4 секции на каркасе). Секции катушки располагают либо вплотную, либо на небольшом расстоянии (1—3 *мм*) одна от другой.

Подгонка индуктивности многослойной катушки производится либо путем отматывания нескольких витков (если заведомо известно, что витков намотано несколько больше, чем требуется), либо путем перемещения по каркасу дополнительной секции из небольшого числа витков, либо с помощью сердечника из магнитодиэлектрика.

Катушки с сердечниками

Введение в катушку сердечника из магнитного материала увеличивает ее индуктивность. Это обстоятельство позволяет изготавливать катушки небольших размеров. Вместе с этим сокращается и расход провода, что способствует повышению добротности катушки. Возможность перемещения сердечника внутри катушки упрощает подстройку контура, а также подгонку нескольких контуров на одинаковую индуктивность. Кроме того, катушка с сердечником обладает более сосредоточенным магнитным полем, благодаря чему уменьшается магнитная связь между контурами в различных каскадах и облегчается экранировка самой катушки.

В качестве магнитного материала для сердечников высокочастотных катушек применяются магнитодиэлектрики (карбонильные железо, альсифер, ферриты). В радиолюбительской практике наиболее широко распространены карбонильные сердечники типов СЦШ (сердечник цилиндрический с латунной шпилькой) и СБ (сердечник броневой). Эти сердечники часто используются в фильтрах промежуточной частоты и контурных катушках радиоприемников. На частотах примерно до 10 *Мгц* такие сердечники позволяют увеличить индуктивность катушки в несколько раз. Вместе с этим несколько повышается и добротность катушки.

Сердечники типа СЦШ выпускаются двух видов: СЦШ-1 и СЦШ-2, различающихся только по длине цилиндра. Их размеры показаны на рис. 6-16. Перемещение такого сердечника внутри катушки позволяет изменять ее индуктивность примерно до 50%.

Броневые сердечники типа СБ в зависимости от их размеров делятся на шесть следующих видов: СБМ (малогабаритные), СБ-1а, СБ-2а, СБ-3а, СБ-4а и СБ-5а (указаны наиболее распространенные). Размеры этих сердечников приведены в табл. 6-4.

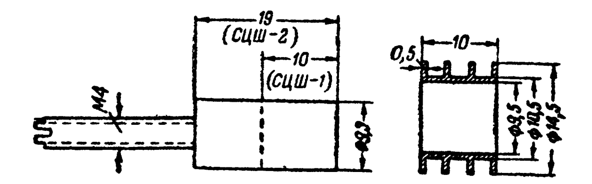


Рис. 6-16. Размеры цилиндрических карбонильных сердечников типа СЦШ и типового каркаса для их катушки.

Индуктивность катушек с броневыми сердечниками типа СБ можно рассчитать по следующим приближенным формулам:

$$L \approx \frac{w^2}{45} \text{ (для СБ-1а)};$$

$$L \approx \frac{w^2}{20} \text{ (для СБ-2а—СБ-5а)},$$

где L — индуктивность катушки при полностью введенном подстроечнике, *мкгн*;
w — число витков катушки.

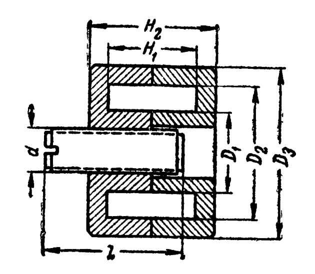
При выведенном (вывернутом) подстроечнике индуктивность катушки уменьшается примерно на 15%.

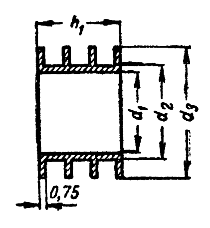
В табл. 6-5 указаны максимальные значения индуктивности, которую можно получить с сердечниками типа СБ при намотке катушек различными проводами.

На частотах выше 30 *Мгц* для подстройки контуров применяют сердечники из меди, латуни или алюминия. Введение в катушку такого сердечника уменьшает ее индуктивность (на 3—5%) и понижает добротность (на 5—10%).

Таблица 6-4

Размеры броневых карбонильных сердечников типа СБ и типовых каркасов для их катушек





Тип сердечника	Размеры сердечника, *мм*							Размеры каркаса, *мм*			
	D_1	D_2	D_3	H_1	H_2	d	l	d_1	d_2	d_3	h_1
СБМ	4,7	7,5	9,6	6,5	7,4	3	7,5	—	—	—	—
СБ-1а	6	10	12,3	8,2	10,6	4	11,5	6,2	7	9,5	7,6
СБ-2а	10	18,5	23	6,2	11	7	13	11,5	13	16	5,5
СБ-3а	11	18	23	12	17	7	19	11,5	13	17,5	11
СБ-4а	13	22	28	17	23	8	25	13,5	15	21,5	16
СБ-5а	13,5	27	34	20,4	28	8	30	14	15	26,5	16,5

Таблица 6-5

Максимальная индуктивность катушек с броневыми сердечниками из карбонильного железа, намотанных различными проводами

Провод	Вид сердечника									
	СБ-1а		СБ-2а		СБ-3а		СБ-4а		СБ-5а	
	w	L	w	L	w	L	w	L	w	L
ПЭЛ 0,1	570	7	650	24	1 350	95	3 000	440	4 350	920
ПЭЛ 0,15	230	1,35	275	4,2	590	17,5	1 300	89	2 290	250
ПЭЛ 0,2	108	0,24	144	1,1	375	6,9	700	23,5	1 090	57
ПЭЛШО 0,1	164	0,56	210	2,5	480	11,7	945	47,5	1 610	125
ЛЭШО 7×0,07	58	0,07	67	0,24	160	1,25	386	7,1	616	18

Примечание. w — число витков; L — индуктивность, *мгн*.

Дроссели высокой частоты

Требования, предъявляемые к высокочастотному дросселю, сводятся в основном к получению достаточно большой индуктивности (большого индуктивного сопротивления) при минимально возможной собственной емкости. Поэтому при изготовлении дросселя стремятся главным образом уменьшить емкость его обмотки.

Конструктивно высокочастотные дроссели выполняются в виде небольших по размерам цилиндрических катушек с однослойной или многослойной обмоткой. Дроссели с однослойной обмоткой применяются в диапазонах коротких и ультракоротких волн. В качестве каркаса для них часто используют керамические стержни от высокоомных резисторов типа ВС (см. стр. 68). Ультракоротковолновые дроссели наматываются с шагом. Дроссели с многослойной обмоткой применяются в диапазонах средних и длинных волн. Обмотка их состоит из ряда последовательно соединенных секций.

Для дросселей, работающих в широком диапазоне частот, применяют так называемые прогрессивные виды намотки. Однослойную обмотку в этом случае наматывают сначала плотно виток к витку, переходя затем на намотку с постепенно увеличивающимся шагом. При многослойной намотке для той же цели часть секций делают с меньшим числом витков.

ЛИТЕРАТУРА

Малинин Р. М., Конденсаторы и сопротивления, Военное издательство Министерства обороны СССР, 1959.

Михайлов И. В., Прокошин А. И., Конденсаторы, изд-во «Энергия», 1965.

Азарх С. Х., Конденсаторы переменной емкости, изд-во «Энергия», 1965.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ.

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В радиолюбительской практике долгое время передающими устройствами занимались почти исключительно любители-коротковолновики. Передатчики любительских станций мощностью от единиц до 200 вт работали в диапазонах промежуточных и коротких волн. В последние годы для любительской работы были отведены узкие диапазоны в области метровых, дециметровых и даже сантиметровых волн. Это значительно повысило интерес многих радиолюбителей к радиопередающим устройствам и привело к появлению любительских маломощных ультракоротковолновых радиостанций, используемых для связи и телеуправления.

Радиолюбители, как правило, сами строят свои передатчики. При создании их важно обеспечить минимальное потребление энергии источников питания, достаточно высокую стабильность частоты, глубокую линейную модуляцию и малый уровень излучения высших гармоник. Чтобы успешно решить эти задачи, необходим хотя бы простой расчет режима генератора, позволяющий получить при заданной мощности высокий к. п. д. Надо также хорошо представлять себе методы стабилизации рабочей частоты и управления колебаниями, которые могут быть использованы в радиолюбительской практике. Кроме того, важно знать возможные схемные решения и рекомендации по настройке выходных каскадов, позволяющие получить значительное подавление высших гармоник.

7-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Радиопередающие устройства предназначены для формирования высокочастотных сигналов, содержащих полезную информацию. Для того чтобы высокочастотные колебания $i=I_m \sin(\omega t+\varphi)$ содержали полезную информацию, один из их параметров (амплитуду, частоту или фазу) подвергают изменениям (модуляции)

в соответствии с законом передаваемого смыслового сигнала.

Современное радиопередающее устройство состоит из следующих основных элементов (рис. 7-1): 1) задающего генератора, основное назначение которого заключено в создании стабильных по частоте высокочастотных колебаний; 2) усилителя, усиливающего мощность колебаний задающего генератора до необходимого уровня; 3) устройства управления высокочастотными колебаниями (модулятор); 4) антенно-фидерного устройства; 5) источника питания. Все каскады передатчика, кроме задающего генератора, относятся к классу генераторов с внешним возбуждением.

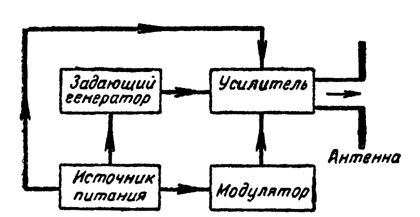


Рис. 7-1. Блок-схема радиопередающего устройства.

Генераторы с внешним возбуждением являются преобразователями энергии источников постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний. Такой генератор может работать только в том случае, если на управляющую сетку его лампы подается высокочастотное напряжение (**возбуждение**) от внешнего источника. Нагрузкой генератора служит контур, настроенный на частоту источника возбуждения (рис. 7-2).

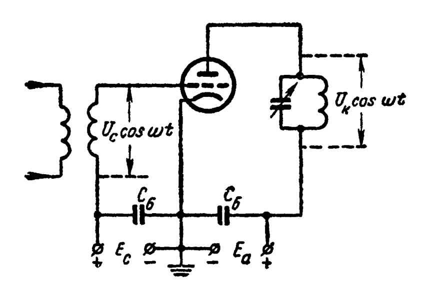


Рис. 7-2. Генератор с внешним возбуждением.

Задающие генераторы также представляют собой преобразователи энергии источников постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний, но напряжение возбуждения здесь не подается от внешнего источника, а снимается с анодного контура самого же лампового генератора по цепи обратной связи (рис. 7-3). При выполнении определенных условий малейшее нарушение электрического равновесия приводит в такой замкнутой системе к возникновению колебаний. Такие генераторы называют генераторами с самовозбуждением или **автогенераторами**.

К передатчикам в зависимости от их назначения предъявляются следующие основные требования: 1) получение заданной мощности на выходе; 2) возможность работы на отдельных фиксированных частотах или внутри некоторого плавного диапазона; 3) мощность излучения на гармониках не должна превышать 25 *мвт*; 4) стабильность частоты должна быть не хуже значений, установленных международными нормами; 5) максимальная глубина модуляции должна быть не хуже

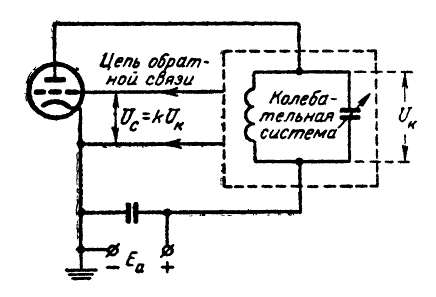


Рис. 7-3. Генератор с самовозбуждением.

определенного значения при заданном уровне нелинейных искажений; 6) общая мощность потребления не должна превосходить некоторой заранее обусловленной величины.

7-2. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРОВ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Если сообщить контуру некоторую порцию энергии (например, зарядив его конденсатор), то в нем возникнут затухающие колебания. Для того чтобы колебания не затухали, необходимо периодически пополнять запас энергии в контуре, подзаряжая его от источника постоянной э. д. с. При этом надо его подключать к источнику в ту половину периода, когда напряжение на его обкладках имеет тот же знак, что и источник, а для этого необходимо иметь безынерционное реле, которое в течение полупериода подключало бы контур к источнику, а в течение другого полупериода отключало его.

Роль такого реле может играть, например, электронная лампа, на управляющую сетку которой подаются постоянное напряжение смещения — E_c, запирающее ее, и переменное напряжение возбуждения $u_c = U_c \cos \omega t$, отпирающее ее в нужную часть периода. Если напряжение смещения выбрано таким, что в течение половины периода колебаний лампа заперта (рис. 7-4, *а*), то принято говорить, что генератор работает в **режиме В**. Если напряжение смещения увеличить, то ток будет проходить через лампу менее половины периода (рис. 7-4, *б*); в этом случае говорят, что генератор работает в **режиме С**. Уменьшение же напряжения смещения приводит к тому, что анодный ток лампы становится пульсирующим (рис. 7-4, *в*); такой род работы называют **режимом А**.

Для характеристики электронного режима лампы вводят понятие об угле нижней отсечки θ, под которым подразумевают половину той доли периода (выраженной в градусах), в течение которой через лампу проходит ток. Следовательно, в режиме А угол $\theta = 180°$, в режиме В угол $\theta = 90°$ и в режиме С угол $\theta < 90°$.

При работе в режимах В и С анодный ток имеет форму периодической последовательности импульсов, которая может быть представлена в виде суммы постоянной составляющей и бесконечного множества гармонических составляющих кратных частот. Относительное

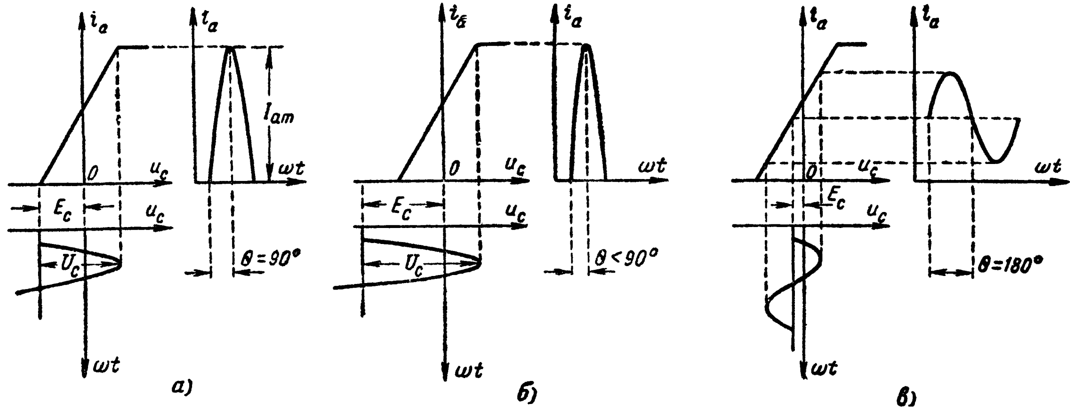


Рис. 7-4. Режимы работы лампового генератора.

содержание составляющих в импульсах I_{an}/I_{am} называют **коэффициентами разложения**; значения их определяются углами отсечки. На рис. 7-5

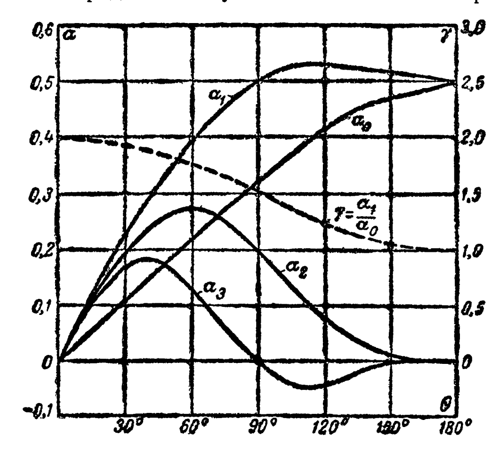


Рис. 7-5. Зависимость коэффициентов разложения остроконечных импульсов от угла нижней отсечки.

показана зависимость коэффициентов трех первых гармоник и отношения α_1/α_0 от угла нижней отсечки. С увеличением отсечки от 0° содержание всех гармоник возрастает, при некоторых оптимальных углах они достигают максимума, а затем уменьшаются. С достаточной степенью точности значение оптимальных углов отсечки может быть найдено из соотношения $120°/n$, где n — номер гармоники. Оптимальные значения коэффициентов разложения убывают также приблизительно обратно пропорционально номеру гармоники.

У генератора, схема которого показана на рис. 7-2, входная и выходная цепи имеют общую точку, соединенную с катодом лампы, поэтому генераторы этого типа называют **усилителями с общим катодом**.

7-3. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРА С ОБЩИМ КАТОДОМ

Мощность, отбираемая от источника анодного напряжения и подводимая к генератору:

$$P_0 = I_{a0}E_a.$$

Первая гармоника анодного тока, проходя через настроенный контур, создает на нем падение напряжения

$$U_к = I_{a1}R_э,$$

где $R_э$ — эквивалентное сопротивление настроенного контура.

Генерируемая мощность, выделяемая в контуре,

$$P = \frac{1}{2} U_к I_{a1} = \frac{1}{2} I_{a1}^2 R_э.$$

Электронный к. п. д. генератора, показывающий, какая доля подводимой мощности преобразуется в мощность высокочастотных колебаний,

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{1}{2}\frac{I_{a1}}{I_{a0}}\frac{U_к}{E_a} = \frac{1}{2}\frac{\alpha_1}{\alpha_0}\xi,$$

где $\xi = U_к/E_a$ — параметр, называемый коэффициентом использования анодного напряжения, а отношение коэффициентов разложения $\alpha_1/\alpha_0 = \gamma$ называют коэффициентом формы импульса.

Из кривой γ на рис. 7-5 следует, что коэффициент формы монотонно возрастает с уменьшением угла отсечки; одновременно возрастает и к. п. д. генератора. Это и является причиной широкого использования на практике режима С. Наименьшее значение к. п. д. имеет в режиме А, вследствие чего этот режим в передающих устройствах не используется (за исключением маломощных предварительных усилителей однополосных передатчиков). Для получения наибольшего значения первой гармоники (см. кривую α_1 на рис. 7-5) целесообразно было бы выбрать угол отсечки $\theta = 120°$, но при этом генератор будет иметь низкий к. п. д. Поэтому значения углов отсечки обычно выбирают в пределах 50—90°.

Помимо углов отсечки, значение генерируемой мощности и к. п. д. определяется нагрузкой генератора. При коротком замыкании в анодной цепи анодный ток при изменении напряжения на сетке следует статической характеристике, которая в анодной системе имеет вид вертикальной прямой *1* (рис. 7-6).

Если сопротивление нагрузки отлично от нуля, а напряжение на сетке изменяется по закону

$$u_c = -E_c + U_c \cos \omega t,$$

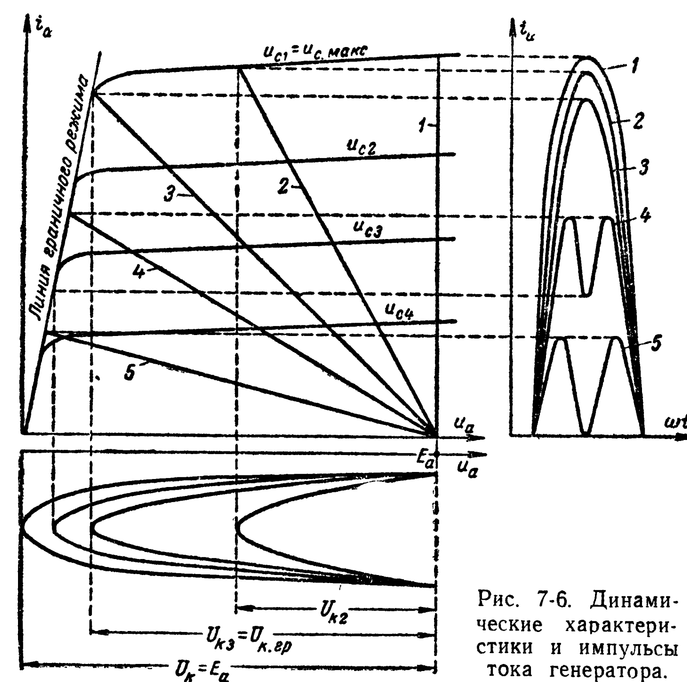


Рис. 7-6. Динамические характеристики и импульсы тока генератора.

то на нагрузке создается падение напряжения первой гармоники и мгновенное напряжение на аноде

$$u_а = E_а - U_к \cos \omega t = E_а (1 - \xi \cos \omega t).$$

Из этих двух соотношений следует, что *переменные составляющие напряжений на сетке и аноде находятся*

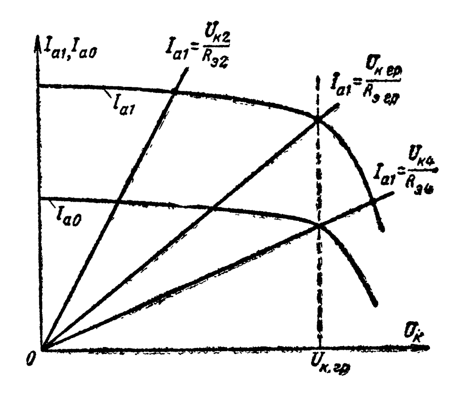


Рис. 7-7. Зависимости постоянной составляющей и первой гармоники анодного тока от напряжения на контуре.

в противофазе. Поэтому с появлением напряжения на контуре все мгновенные напряжения на аноде в одинаковые моменты времени будут меньше, чем в статическом режиме, и они будут тем меньше, чем больше напряжение на контуре. Следовательно, в те же моменты времени анодный ток будет тем меньше, чем больше ξ.

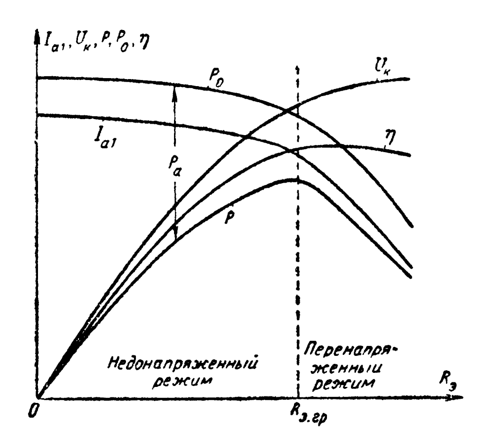


Рис. 7-8. Нагрузочные характеристики генератора.

На основании соотношений для $u_с$ и $u_а$ можно, определяя мгновенные напряжения на сетке и аноде, по точкам на статических характеристиках построить для различных значений ξ динамические характеристики (рис. 7-6). В соответствии со сказанным выше найдем, что их наклон увеличивается с ростом ξ. При некотором $\xi=\xi_{гр}$ верхний конец динамической характеристики попадает на линию спада анодного тока, называемую линией граничного режима. Дальнейшее увеличение ξ приводит к излому динамической характеристики, верхняя часть которой будет спускаться по линии граничного режима. При этом будет резко уменьшаться амплитуда импульса анодного тока, и в вершине импульсов появится провал из-за возрастания сеточных токов. Последнее объясняется тем, что, когда напряжение на сетке растет, напряжение на аноде падает и при большом ξ оно становится столь малым, что происходит перераспределение электронного потока в лампе в пользу сетки.

Работа с импульсами без провала при $\xi<\xi_{гр}$ называется работой в недонапряженном режиме. Работа с импульсами с провалом называется работой в перенапряженном режиме. Эти две области разделены граничным режимом (характеристика *3*), который возникает у современных генераторных ламп при $\xi=0{,}8 \div 0{,}95$.

Из графиков на рис. 7-6 видно, что в области недонапряженного режима анодный ток почти не меняется с увеличением напряжения на контуре; наоборот, в области перенапряженного режима небольшое увеличение напряжения на контуре приводит к значительному падению анодного тока. Уменьшение импульсов приводит к пропорциональному уменьшению всех составляющих тока. Эта зависимость изображена на рис. 7-7.

В генераторах одновременно существует и обратная зависимость

$$I_{а1} = \frac{U_к}{R_э},$$

отражаемая семейством прямых различного наклона. Точки пересечения графиков определяют токи и напряжения, которые существуют в генераторе, нагруженном на сопротивление $R_э$. По этим точкам можно построить зависимости $U_к$ и $I_{а1}$ от $R_э$ (рис. 7-8), что

позволяет найти и все остальные энергетические данные генератора.

Генерируемая мощность, равная произведению монотонно возрастающей с ростом $R_э$ величины $U_к$ и монотонно падающей I_{a1}, должна иметь при некотором сопротивлении нагрузки максимум. Теория и опыт показывают, что этот максимум соответствует граничному режиму. Нагрузочные сопротивления современных генераторных ламп в граничном режиме составляют несколько килоом. Подводимая мощность, равная произведению постоянного напряжения E_a на монотонно убывающий ток I_{a0}, изменяется так же, как и последний, т. е. слабо убывает в недонапряженном и резко падает — в перенапряженном режиме. Разность между подводимой и генерируемой мощностью характеризует мощность, рассеиваемую на аноде. Из графиков на рис. 7-8 следует, что она монотонно убывает с ростом сопротивления нагрузки.

Из полученных зависимостей следует также, что к. п. д. быстро возрастает в области недонапряженного и почти не меняется в области перенапряженного режима. Эти зависимости называют нагрузочными характеристиками лампового генератора.

7-4. РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРА ПО ЗАДАННОЙ МОЩНОСТИ В ГРАНИЧНОМ РЕЖИМЕ

Из рассмотрения различных режимов работы ламповых генераторов вытекает, что наиболее часто должен использоваться граничный режим, так как при нем достигается максимальная мощность и близкий к максимуму к. п. д. Сетка при этом еще не перегружается возрастающими с нагрузкой токами.

При расчете генератора чаще всего задается необходимая генерируемая мощность. Определение параметров режима производится в этом случае следующим образом.

Выбирают лампу, ориентируясь по заданной мощности.

Задаются углом нижней отсечки θ в пределах 50—90°, минимальные значения рекомендуются при большой крутизне и малых токах первой сетки, т. е. при использовании лучевых тетродов и пентодов.

По графикам на рис. 7-5 находят значения коэффициентов разложения α_1 и α_0.

Пользуясь паспортными данными лампы, по заданной мощности определяют коэффициент использования анодного напряжения в граничном режиме из соотношения

$$\xi_{гр}=1-\frac{2P}{S_{гр}\alpha_1 E_a^2}.$$

Напряжение на контуре

$$U_к=E_a\xi_{гр}.$$

Первая гармоника анодного тока

$$I_{a1}=\frac{2P}{U_к}.$$

Величина импульса анодного тока

$$I_{am}=\frac{I_{a1}}{\alpha_1}.$$

Постоянная составляющая анодного тока

$$I_{a0}=I_{am}\alpha_1.$$

Потребляемая мощность

$$P_0=E_aI_{a0}.$$

Мощность, рассеиваемая на аноде,

$$P_a=P_0-P.$$

Электронный к. п. д. генератора

$$\eta=\frac{P}{P_0}.$$

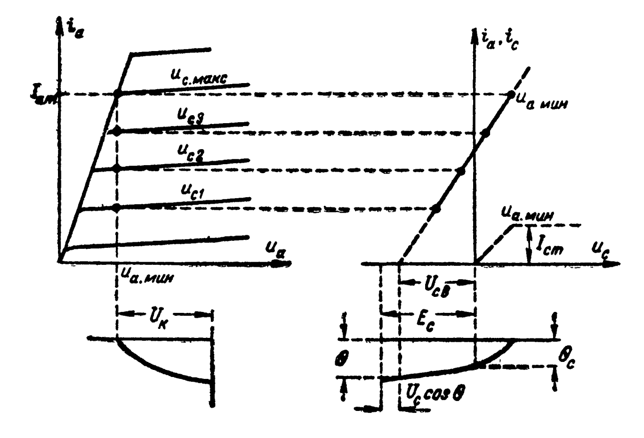


Рис. 7-9. Построение статической характеристики при минимальном напряжении на аноде.

Эквивалентное сопротивление нагрузки, которое должен иметь генератор в расчетном режиме,

$$R_э=\frac{U_к}{I_{a1}}.$$

Минимальное напряжение на аноде

$$u_{a.мин}=E_a-U_к.$$

Для расчета сеточной цепи необходимо иметь анодно-сеточные характеристики, которые часто отсутствуют. Интересующую нас характеристику, соответствующую минимальному напряжению на аноде, следует построить по трем-четырем точкам пересечения перпендикуляра, восстановленного из точки $u_{a.мин}$ с анодными характеристиками лампы (рис. 7-9). Найденная характеристика позволяет определить напряжение геометрического смещения $U_{cв}$, при котором характеристика пересекает ось абсцисс, и крутизну лампы $S_{мин}$.

Точка пересечения данного перпендикуляра с линией граничного режима определяет максимальное мгновенное напряжение на сетке

$$u_{c.макс}=-E_c+U_c.$$

Напряжение смещения определяется из условия получения заданного угла нижней отсечки. Из рис. 7-9 следует простое соотношение

$$E_c=U_{cв}-U_c\cos\theta.$$

Из последних двух уравнений вытекает простое соотношение

$$E_c = \frac{U_{cB} - u_{c.макс} \cos\theta}{1-\cos\theta},$$

позволяющее найти напряжение смещения.

Напряжение возбуждения легко определяется по найденным значениям смещения и максимального напряжения на сетке

$$U_c = u_{c.макс} - E_c.$$

По статическим характеристикам сеточного тока и найденным значениям $u_{a.мин}$ и $u_{c.макс}$ определяют величину импульса сеточного тока I_{cm} (рис. 7-9).

Вычисляют угол отсечки сеточного тока по формуле, непосредственно следующей из рис. 7-9:

$$\theta_c = \arccos\frac{E_c}{U_c}.$$

По графику на рис. 7-5 находят коэффициенты разложения импульсов сеточного тока

$$\alpha_{1c}(\theta_c) \text{ и } \alpha_{0c}(\theta_c).$$

Определяют первую гармонику сеточного тока

$$I_{c1} = I_{cm}\alpha_{1c}.$$

Постоянная составляющая сеточного тока

$$I_{c0} = I_{cm}\alpha_{0c}.$$

Мощность, потребляемая от возбудителя,

$$P_в = \frac{1}{2} I_{c1} U_c.$$

Часть этой мощности, затрачиваемая в источнике смещения,

$$P_{c0} = I_{c0}E_c.$$

Остаток мощности возбуждения рассеивается на сетке

$$P_c = P_в - P_{c0}.$$

Коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_P = \frac{P}{P_в}.$$

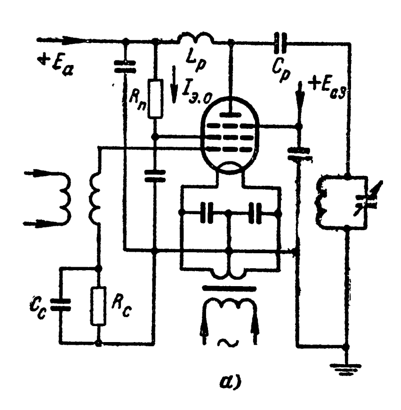
В процессе расчета необходимо проверять, не превышаются ли предельные значения мощностей рассеяния на электродах лампы, допустимое значение анодного тока, предельная величина напряжения между сеткой и катодом и все прочие предельные электрические величины, указываемые в паспортных данных лампы.

Коэффициент усиления каскада тем выше, чем меньше сеточные токи и напряжение возбуждения. Это в наибольшей степени свойственно тетродам (особенно лучевым) и пентодам, у которых коэффициент усиления по мощности достигает нескольких сотен раз. У триодных генераторов он обычно на порядок меньше.

7-5. СХЕМЫ ПИТАНИЯ ГЕНЕРАТОРНЫХ ЛАМП

В схеме на рис. 7-2 напряжение питания E_a подводится к аноду лампы через катушку контура, такая схема питания называется **последовательной**. Она наиболее проста, но обладает существенным недостатком: все детали колебательного контура находятся под высоким постоянным напряжением.

Этого недостатка лишена **схема параллельного питания** (рис. 7-10, *а*), в которой анодное напряжение E_a подводится через разделительный дроссель L_p, преграждающий путь токам высокой частоты через источник питания. Для того чтобы источник не



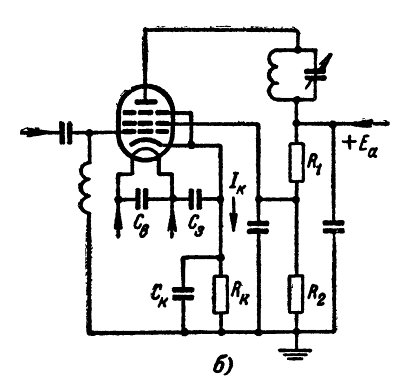


Рис. 7-10. Схемы питания электродов генераторных ламп.

замыкался через контурную катушку, ставится разделительный конденсатор C_p.

Индуктивность дросселя должна быть такой, чтобы

$$\omega L_p > 10R_э,$$

а емкость конденсатора выбирается из условия

$$\frac{1}{\omega C_p} \leqslant \frac{R_э}{30}.$$

Питание экранирующей сетки лампы осуществляется чаще всего от анодного источника E_a через поглотительное сопротивление $R_п$. Постоянная составляющая тока экранирующей сетки создает падение напряжения на поглотительном сопротивлении и на экранирующую сетку подается напряжение

$$U_{э0} = E_a - I_{э0}R_п,$$

равное обычно $(0{,}3 \div 0{,}6)\ E_a$.

Подобный способ питания наиболее прост. Кроме того, он способствует поддержанию постоянства напряженности режима. Если, например, сопротивление

нагрузки генератора почему-либо увеличивается, то возрастает ток экранирующей сетки, что приводит к снижению напряжения на ней и сдвигу режима в область меньшей напряженности. Это особенно ценно при работе в широком диапазоне частот, когда сопротивление нагрузки изменяется в значительных пределах, а также при амплитудной модуляции.

Напряжение смещения сравнительно редко подается от специального источника. Чаще оно создается автоматически за счет падения напряжения от постоянной составляющей сеточного тока на сопротивлении R_c. Последнее шунтируется конденсатором C_c достаточно большой емкости, через который переменные составляющие проходят, практически не создавая падения напряжения $\left(\text{если } \frac{1}{\omega C_c} \leqslant \frac{R_c}{30}\right)$. Такая ячейка из сопротивления R_c и емкости C_c называется *цепочкой автосмещения*.

Цепочка автосмещения также способствует стабилизации напряженности режима. Например, с увеличением сопротивления нагрузки уменьшается минимальное напряжение на аноде, возрастает ток сетки и увеличивается отрицательное смещение, что ослабляет развитие перенапряженного режима.

Часто используется автосмещение за счет катодного тока (рис. 7-10, *б*). Поскольку катодный ток, равный сумме сеточного и анодного токов, мало зависит от напряженности режима, то и смещение мало меняется с изменением нагрузки. Включение его снижает влияние изменений питающих напряжений. Например, с уменьшением напряжения возбуждения уменьшаются импульсы сеточного и анодного токов, катодный ток уменьшается, смещение убывает, что в некоторой степени увеличивает импульсы сеточного и анодного токов. Катодное смещение обычно используется в каскадах, работающих без сеточных токов.

В ряде случаев используют схемы комбинированного автосмещения как за счет сеточного, так и за счет анодного тока, которое позволяет весьма устойчиво стабилизировать режим генератора. В относительно мощных каскадах иногда встречается необходимость использовать специальный выпрямитель смещения.

Накал ламп осуществляется чаще всего переменным током от понижающего трансформатора или, реже, от источника постоянного тока. При накале переменным током для уменьшения фона от источника заземляют среднюю точку накальной обмотки трансформатора (рис. 7-10, *а*). Для замыкания цепи токов высокой частоты выводы нити ламп прямого накала заземляют через достаточно большую емкость. В лампах косвенного накала (рис. 7-10, *б*) потенциалы нити на выходе обычно выравнивают с помощью конденсатора $C_в$ и заземляют их через конденсаторы $C_з$ и $C_к$.

Все источники питания снабжаются фильтрами или шунтируются конденсаторами. Последнее особенно важно для источников, питающих несколько каскадов, во избежание паразитной связи, которая может привести к нарушению нормальной работы отдельных каскадов или самовозбуждению усилителя.

Экранирующая и защитная сетки лампы должны быть заземлены по высокой частоте через конденсаторы, представляющие незначительное сопротивление для токов этой частоты.

7-6. РЕЖИМЫ УМНОЖЕНИЯ ЧАСТОТЫ

Анодный контур генератора с внешним возбуждением может быть настроен не только на первую, но и на любую из высших гармоник анодного тока. При этом частота колебаний в нагрузочном контуре будет в целое число раз превышать частоту возбуждающего источника. Такой режим работы называют *умножением частоты*.

При переходе от режима усиления к умножению необходимо произвести следующие операции: 1) настроить контур на частоту выбранной гармоники; 2) увеличить напряжение смещения для получения угла отсечки, оптимального для данной гармоники: 3) на столько же увеличить напряжение возбуждения, чтобы не уменьшать использование лампы по току; 4) увеличить сопротивление анодного контура для сохранения граничного режима, поскольку содержание высших гармоник убывает с ростом их номера.

Последнее обстоятельство, а также технические трудности, связанные с выполнением трех последних операций, приводят к тому, что эффективность работы умножителей ухудшается с ростом номера гармоники. Поэтому на практике обычно ограничиваются использованием удвоителей и утроителей.

7-7. ГЕНЕРАТОРЫ СЛОЖНОЙ СХЕМЫ

Генераторы с нагрузкой в виде одиночных контуров называют *генераторами простой схемы*. На практике такие генераторы встречаются весьма редко (только в некоторых выходных усилителях). В подавляющем же большинстве случаев нагрузка не может быть включена непосредственно в анодную цепь генераторной лампы. В нее включают контур, а уже с ним тем или иным образом связывают нагрузку. Такой генератор оказывается в общем случае нагруженным на два связанных контура и его называют *генератором сложной схемы*. Анодные контуры генераторов сложной схемы называют *промежуточными*, а выходные — *нагрузочными контурами* (рис. 7-11).

Благодаря наличию связи между контурами часть генерируемой мощности передается в нагрузочный контур, а остальная часть рассеивается в промежуточном. Долю мощности, передаваемую в нагрузку, характеризует к. п. д. промежуточного контура

$$\eta_к = \frac{P_н}{P}.$$

Полный к. п. д. генератора сложной схемы

$$\eta_н = \frac{P_н P}{P_0 P} = \eta\eta_к.$$

Чем больше связь между контурами, тем большая доля генерируемой мощности передается в нагрузку, т. е. тем выше к. п. д. промежуточного контура. Вместе с тем увеличение связи приводит к увеличению затухания промежуточного контура и снижению его эквивалентного сопротивления. Если эквивалентное сопротивление ненагруженного контура было достаточно велико ($R_{э0} > R_{э.гр}$), то увеличение связи с нагрузкой будет приводить к возрастанию мощности в ней из-за увеличения к. п. д. контура и за счет повышения генерируемой мощности вследствие перехода генератора из перенапряженного режима к граничному (рис. 7-11, *б*).

Когда увеличение связи приведет к тому, что сопротивление контура станет меньше сопротивления нагрузки в граничном режиме, генератор перейдет в недонапряженный режим и генерируемая мощность начнет уменьшаться, однако мощность в нагрузке будет

еще немного возрастать из-за увеличения к. п. д. контура. При увеличении связи свыше некоторого оптимального значения начнет преобладать уменьшение генерируемой мощности и мощность в нагрузке будет уменьшаться.

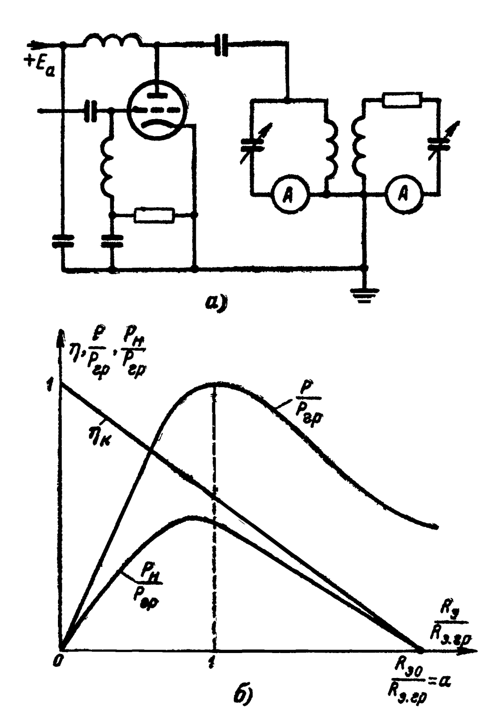


Рис. 7-11. Генератор сложной схемы.

а — схема; *б* — зависимость режима от связи с нагрузкой.

Чем больше эквивалентное сопротивление ненагруженного контура превышает сопротивление генератора в граничном режиме, тем большую связь нужно установить для получения оптимального режима, следовательно, тем больший к. п. д. контура будет получен в нем и большая мощность передана в нагрузку. Поэтому отношение ненагруженного сопротивления контура к сопротивлению генератора в граничном режиме называют н а г р у з о ч н о й с п о с о б н о с т ь ю г е н е р а т о р а $a=R_{э0}/R_{э\,гр}$, стремясь получить ее возможно большей. Настройку генератора сложной схемы производят в следующем порядке: 1) настраивают промежуточный контур при минимальной связи с нагрузкой по максимуму тока в нем или по минимуму постоянной составляющей анодного тока; 2) при слабой связи настраивают нагрузочный контур по максимуму тока в нем; 3) подбирают оптимальную связь до получения максимального тока в нагрузочном контуре.

Для получения глубокой неискаженной модуляции, приемлемого теплового режима электродов и равномерной мощности по диапазону генераторы сложной схемы также чаще всего используют в граничном режиме. Расчет генератора по заданной мощности в этом случае производится в следующем порядке.

По заданной мощности и рабочему диапазону подбирают лампу.

На основе приведенных ранее соображений выбирают угол отсечки.

Рассчитывают или измеряют эквивалентное сопротивление ненагруженного контура $R_{э0}$.

Рассчитывают эквивалентное сопротивление нагруженного контура в граничном режиме по формуле

$$R_э = \frac{S_{гр}\,E_а^2\,\alpha_1 - 4P_н}{S_{гр}\,\alpha_1\left(2P_н + \dfrac{E_а}{R_{э0}}\right)}.$$

Находят к. п. д. промежуточного контура

$$\eta_к = 1 - \frac{R_э}{R_{э0}}.$$

Определяют мощность, генерируемую лампой:

$$P = \frac{P_н}{\eta_к}.$$

Зная эти параметры режима и пользуясь формулами расчета генератора, по заданной мощности в граничном режиме определяют все прочие необходимые данные.

7-8. УСТОЙЧИВОСТЬ УСИЛЕНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ. УСИЛИТЕЛЬ С ОБЩЕЙ СЕТКОЙ

Между анодной и сеточной цепями усилителя, выполненного на триоде, существует заметная связь из-за наличия проходной емкости лампы $C_{а\,с}$ (емкость между анодом и управляющей сеткой лампы). Это приводит к передаче части усиленной мощности из анодной цепи в сеточную, что может перевести усилитель из нормального режима в режим самовозбуждения. Чтобы повысить устойчивость работы усилителя, применяют схемы н е й т р а л и з а ц и и емкости $C_{а.с}$ путем включения дополнительной цепи, по которой колебания из контура в сеточную цепь подаются в противофазе по отношению к колебаниям, проходящим через емкость $C_{а\,с}$. Типичная схема нейтрализации приведена на рис. 7-12.

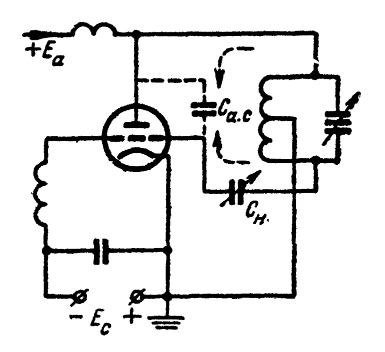


Рис. 7-12. Схема усилителя с нейтрализацией проходной емкости.

В диапазонах коротких и ультракоротких волн при использовании триодов чаще всего усилитель строят по схеме с о б щ е й с е т к о й (рис. 7-13). Из-за того, что через цепь возбуждения в этой схеме, помимо се-

точного тока, проходит также и анодный ток, мощность возбуждения

$$P_в = \frac{1}{2} U_{с.к} (I_{c1}+I_{a1})$$

намного больше, а входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{U_{с.к}}{I_{a1} + I_{c1}}$$

намного меньше, чем в усилителе с общим катодом (от десятков до сотен ом в усилителе с общей сеткой и килоомы в усилителе с общим катодом).

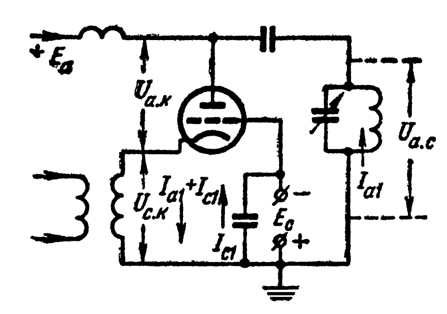


Рис. 7-13. Схема усилителя с общей сеткой.

Особенность такой схемы заключается в том, что на нагрузке действует напряжение, равное сумме напряжения возбуждения и переменного напряжения на аноде, т. е.

$$U_{а.с} = U_{а.к} + U_{с.к},$$

а недостатком ее является малый коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{U_{а.с} I_{a1}}{U_{с.к}(I_{a1}+I_{c1})} \approx \frac{U_{а.с}}{U_{с.к}}.$$

В схемах маломощных усилителей с общей сеткой используются лампы типов 6С5Д, 12С3С, ГИ-11, ГС-9, ГИ-70 и др.

7-9. ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ И ДВУХТАКТНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ ГЕНЕРАТОРНЫХ ЛАМП

Для увеличения мощности на выходе часто прибегают к параллельному и двухтактному включению генераторных ламп. В первом случае все одноименные электроды ламп соединяют вместе. Во втором случае аноды ламп присоединяют к противоположным точкам контура, а напряжение возбуждения подводят к сеткам в противофазе (рис. 7-14).

Параллельное включение двух ламп равносильно использованию такой лампы, которая при тех же напряжениях имеет удвоенные токи, а следовательно, и удвоенную крутизну. Удвоение тока приводит к удвоению напряжения на контуре, поэтому требуемое сопротивление нагрузки уменьшается в 2 раза по сравнению с сопротивлением, требуемым одной лампой.

Недостатком такого включения ламп является увеличение начальной емкости вследствие параллельного соединения их междуэлектродных емкостей, что приводит к уменьшению характеристического, а следовательно, и эквивалентного сопротивления контура. Особенно сильно это проявляется в диапазоне ультракоротких волн, где емкость контура в основном определяется междуэлектродными емкостями лампы. Поэтому параллельное соединение ламп используется обычно только вплоть до диапазона коротких волн.

При двухтактном включении ламп этот недостаток устраняется, поскольку, как это видно из рис. 7-14, междуэлектродные емкости ламп, подключаясь к контуру, соединяются последовательно и их эквивалентная емкость уменьшается вдвое. Поэтому такое включение ламп широко используется в диапазоне ультракоротких волн и на сверхвысоких частотах.

Благодаря противофазному возбуждению первые гармоники анодного тока, а также и все прочие нечетные гармоники в двухтактной схеме, проходящие через контур в противоположных направлениях, складываются. В общих же цепях, где токи протекают в одном направлении, эти гармоники взаимно уничтожаются. Постоянные составляющие и все четные гармоники, наоборот, будут уничтожаться в контуре и удваиваться в общих цепях питания.

Указанные свойства двухтактных схем облегчают фильтрацию высших гармоник на выходе и снижают

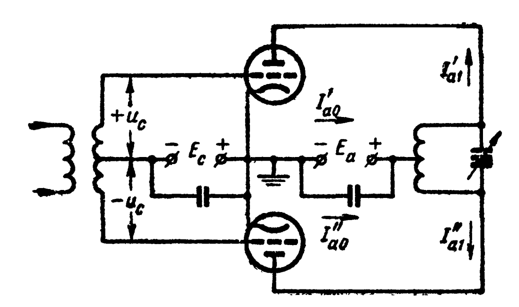


Рис. 7-14. Двухтактная схема включения генераторных ламп.

требования к блокировочным и развязывающим элементам в цепях питания. Недостатком обоих схем включения является необходимость соблюдения строгой идентичности параметров ламп.

7-10. ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Выходные каскады обеспечивают заданную мощность в антенне и необходимую степень подавления высших гармоник, создающих помехи в других каналах и при приеме телевидения. Обычно в выходных каскадах осуществляется управление колебаниями (модуляция). В диапазоне средних и коротких волн при малой величине активной составляющей входного сопротивления антенны можно использовать простую схему, в которой антенна, включенная в анодную цепь лампы, играет роль нагрузочного контура (рис. 7-15).

Для настройки нагрузочного контура в резонанс в цепь включается орган настройки ($x_н$, $r_н$), а для регулировки эквивалентного сопротивления нагрузки — орган анодной связи ($x_{св}$, $r_{св}$).

Из условий резонанса

$$x_н + x_{св} + x_{вхА} = 0$$

и получения оптимальной нагрузки

$$R_э = R_{э.гр} = \frac{x_{св}^2}{r_н + r_{св} + r_{вхА}}$$

можно найти $x_н$ и $x_{св}$.

Ток в нагрузочном контуре обтекает последовательно все элементы, следовательно, выделяемая в них мощность пропорциональна их активным сопротивлениям. Поэтому доля мощности, передаваемая в полезную нагрузку, тем больше, чем больше отношение

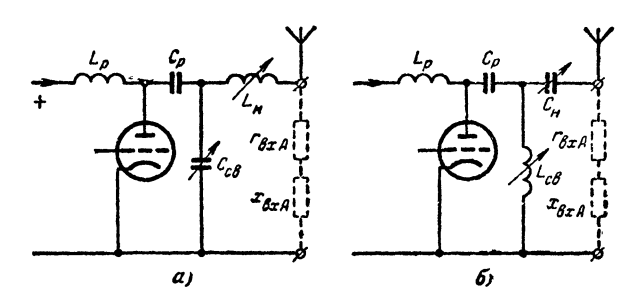


Рис. 7-15. Выходные каскады простой схемы.

$$\frac{r_{вхА}}{r_н + r_{св}}.$$

С другой стороны для получения требуемого лампой сопротивления нагрузки необходимо, чтобы сопротивления потерь были достаточно малы. Поэтому простая схема может быть использована только при малых входных сопротивлениях антенны. Для лучшей передачи мощности в антенну необходимо выбирать элементы связи и настройки с малыми потерями. Последнее достигается, если орган связи частично компенсирует реактивность антенны. Для этого при индуктивном характере $x_{вхА}$ надо выбирать в качестве органа связи конденсатор (рис. 7-15, *а*), а при емкостном $x_{вхА}$ — вариометр (рис. 7-15, *б*).

С точки зрения фильтрации высших гармоник предпочтительнее схема на рис. 7-15, *а*, однако и она при мощности передатчика более 100 *вт* обычно не дает необходимого подавления гармоник.

Лучшую фильтрацию гармоник и более эффективную работу при значительных изменениях входного сопротивления антенны (оно может изменяться практически от единиц до тысяч ом) можно получить при использовании каскадов сложной схемы (рис. 7-16), в которых антенна не включается в анодную цепь каскада, а связывается с промежуточным контуром. Лучшее подавление гармоник достигается путем дополнительной фильтрации в промежуточном контуре. Связь лампы с антенной через промежуточный контур дает возможность трансформировать входное сопротивление антенны и тем самым регулировать нужным образом нагрузку генератора.

При малом входном сопротивлении антенны (например, несимметричная антенна, работающая на нечетных гармониках) применяется схема последовательной настройки (рис. 7-16, *а*). Когда достигнут резонанс, мощность, передаваемая в антенну,

$$P = \frac{1}{2}\frac{U_А^2}{r_{кА}} = \frac{1}{2}\frac{I_к^2 x_{св}}{r_{кА}},$$

где

$$r_{кА} = r_{вхА} + r_н + r_{св}.$$

Если входное сопротивление велико, то для передачи необходимой мощности в антенну требуется большая связь ($x_{св}$), которую часто невозможно реализовать. В этом случае используют параллельную схему настройки антенны (рис. 7-16, *б*). Здесь большое сопротивление антенны мало шунтирует антенный контур и поэтому для возбуждения в нем интенсивных колебаний требуется небольшая связь, которую всегда можно осуществить.

На практике встречается довольно много вариантов различных схем выходных каскадов. С точки зрения фильтрации высших гармоник наилучшей является схема с двойной емкостной связью (рис. 7-16, *в*). Она же может быть использована и при любых входных сопротивлениях антенны.

При выборе схемы выходного каскада всегда следует стремиться симметричную антенно-фидерную систему связывать с симметричным (двухтактным), а несимметричную — с однотактным каскадом. Если это невыполнимо, то необходимо принять специальные меры для устранения паразитных емкостных связей, приводящих к нарушению симметрии каскада или антенно-фидерной системы.

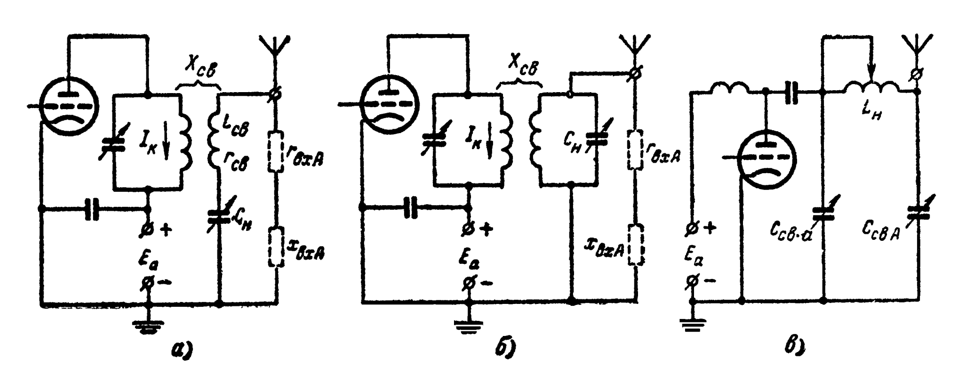


Рис. 7-16. Выходные каскады сложной схемы.

Если использование двухтактных генераторов и сложной схемы выхода не дает необходимой фильтрации высших гармоник, то приходится прибегать к включению в антенную цепь режекторных фильтров, настроенных на наиболее интенсивные гармоники и на те из них, которые попадают в телевизионные диапазоны. Эти фильтры могут состоять из сосредоточенных параметров или иметь вид шлейфов, выполненных из отрезков тех же проводов, из которых составлена фидерная линия.

В зависимости от требуемой мощности и диапазона частот в выходных каскадах любительских передатчиков используются лампы типов ГУ-13, ГУ-17, ГУ-18, ГУ-29, ГУ-32, ГУ-50, Г-807, 6Ж3П, 6Ж9П, 6Н3П, 6Н15П и др.

7-11. ПРОМЕЖУТОЧНЫЕ КАСКАДЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Промежуточные каскады служат: 1) для усиления мощности задающего генератора до уровня, необходимого для возбуждения выходного каскада; 2) для повышения частоты генерируемых колебаний; 3) для развязки задающего генератора от выходного каскада, режим которого резко изменяется при модуляции. Они представляют собой усилители сложной схемы и рассчитываются по приведенным выше формулам на получение в нагрузке мощности, необходимой для возбуждения следующего каскада. Нагрузочным сопротивлением усилителя служит входное сопротивление следующего каскада, под которым понимают

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\bar{U}_{\text{с}}}{\bar{I}_{\text{с1}}}.$$

В ряде случаев, для того чтобы как можно меньше нагружать задающий генератор, следующий за ним промежуточный каскад ставят в режим без сеточных токов ($I_{\text{с1}}=0$ и $R_{\text{вх}}=\infty$). Это является эффективной мерой повышения стабильности частоты, но такая мера связана с энергетическим проигрышем, так как для прекращения сеточных токов напряжение на управляющей сетке лампы должно быть отрицательным, а при этом лампа недоиспользуется по току. Чтобы это недоиспользование было минимальным, следует выбирать лампы с левыми характеристиками, т. е. тетроды и пентоды. В буферных каскадах смещение снимается с потенциометра в общих цепях питания или создается за счет катодного тока.

При использовании умножителей частоты также целесообразно выбирать тетроды и пентоды, причем особенно важно, чтобы они имели максимальную крутизну. Это позволяет уменьшить напряжение возбуждения и смещения, которые весьма велики в умножителях. Для уменьшения мощности возбуждения особенно желательно выбирать лампы с малыми токами первой сетки (лучевые тетроды и пентоды). Однотактные каскады могут выделять как четные, так и нечетные, а двухтактные только нечетные гармоники.

В зависимости от мощности и рабочего диапазона в промежуточных каскадах любительских передатчиков используются лампы типов 6Ж1П, 6Ж9П, 6Ж11П, 6П15П, ГУ-17, ГУ-32 и др.

7-12. ЗАДАЮЩИЕ ГЕНЕРАТОРЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Задающий генератор представляет собой автоколебательную систему (**автогенератор**), колебания в которой возникают при самых незначительных нарушениях электрического равновесия в его цепях без воздействия внешнего источника. Поэтому они называются также **генераторами с самовозбуждением**.

Задающие генераторы передатчиков должны обеспечивать: 1) высокую стабильность частоты генерируемых колебаний; 2) по-возможности небольшие изменения мощности в заданном рабочем диапазоне.

По принципу действия автогенераторы представляют собой ламповые усилители, охваченные цепью обратной связи (см. рис. 7-3). Часть напряжения высокочастотных колебаний, возникших в контуре при включении схемы, по цепи обратной связи подводится к управляющей сетке лампы, изменяя протекающий через лампу ток. Если переменная составляющая тока создает на контуре падение напряжения в фазе с первоначальным напряжением, то возникают условия для усиления колебаний в контуре. Однако это усиление реализуется только в том случае, если энергия, приносимая переменной составляющей тока контуру, превышает потери в нем.

Первое требование называется **фазовым**, а второе **амплитудным** условиями самовозбуждения. Если они выполняются, то колебания в схеме нарастают, пока мощность потерь не сравняется с мощностью, подводимой к контуру. Этот баланс мощностей наступает, с одной стороны, вследствие нелинейности ламповой характеристики и роста сеточных токов и, с другой стороны, из-за возрастания мощности потерь в контуре, пропорциональных квадрату тока в нем.

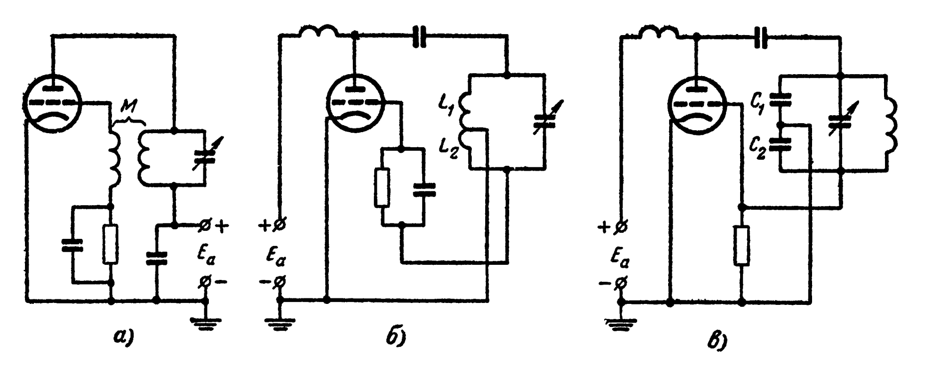


Рис. 7-17. Схемы одноконтурных автогенераторов.

Для того чтобы генератор работал эффективно в установившемся режиме, необходимо подавать на сетку его лампы смещение, но если его подать сразу, то лампа будет заперта и первоначальные слабые колебания не откроют ее. Поэтому в автогенераторах всегда используется цепь автоматического смещения, которая первоначально не создает смещения; оно возникает и растет с ростом переменного напряжения

на сетке лампы за счет увеличения ее сеточного тока.

В задающих генераторах любительских передатчиков чаще всего используются лампы типов 6Ж1П, 6Ф1П, 6Ж9П и др.

На рис. 7-17 приведены схемы одноконтурных автогенераторов с трансформаторной, автотрансформаторной и емкостной обратной связью. Для выполнения фазового условия необходимо, чтобы напряжение на сетке лампы находилось в фазе с напряжением на контуре или в противофазе с напряжением на аноде.

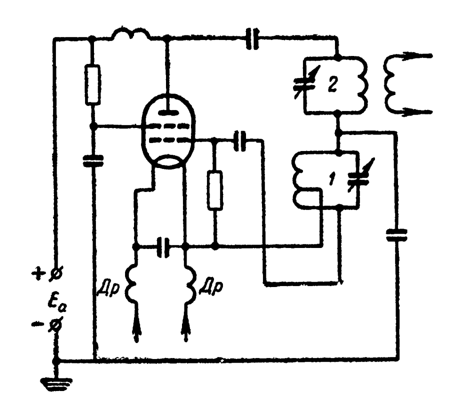


Рис. 7-18. Схема двухконтурного автогенератора с электронной связью.

В схеме на рис. 7-17, *а* это достигается соответствующим подключением вторичной обмотки трансформатора обратной связи, а в схемах на рис. 7-17, *б* и *в* — подключением катода лампы к контуру между точками подключения анода и сетки. В последних двух схемах лампа соединяется с тремя точками контура, поэтому такие схемы называют трехточечными.

Отношение напряжений на сетке лампы и на контуре называется коэффициентом обратной связи k. В схемах на рис. 7-17 коэффициенты обратной связи определяются соответственно следующими соотношениями:

$$k = M;\ k = \frac{L_2}{L_1};\ k = \frac{C_1}{C_2}.$$

Одноконтурные автогенераторы просты в эксплуатации, позволяют при допустимой неравномерности мощности по диапазону получить перекрытие примерно до 2 раз. Однако они удовлетворительно работают только до диапазона коротких волн. Их основной недостаток заключается в том, что контур, определяющий частоту, является нагрузкой генератора, где выделяется высокочастотная мощность, и он же связывается с внешней нагрузкой. Из-за нагрева деталей происходит изменение параметров контура и уходит частота, а из-за связи с внешними цепями уменьшается добротность контура и в него вносятся изменяющиеся реактивные сопротивления, что также приводит к уходу частоты.

На рис. 7-18 изображена схема двухконтурного автогенератора с электронной связью, полученная путем включения последовательно с основным контуром *1* в схеме на рис. 7-17, *б* дополнительного контура *2*. Если $R_{э2} \gg R_{э1}$, то основная доля генерируемой мощности выделяется в контуре *2*, связанном с внешней нагрузкой. Этим в основном решается вопрос о разделении между контурами функций стабилизации частоты, выделения мощности и связи с нагрузкой, чем и устраняются отмеченные выше недостатки одноконтурных генераторов.

Для ослабления емкостной связи между контурами используют лампы с экранирующими сетками, а контуры разделяют экранами. Общую точку соединения контуров заземляют по высокой частоте, и катод (нить накала) лампы поэтому подключают в схему через разделительные высокочастотные дроссели *Др*. Связь между контурами осуществляется только за счет общего электронного потока, чем и объясняется название такой схемы. Связь можно ослабить настройкой внешнего контура на одну из высших гармоник анодного тока лампы. Это не только позволяет повысить стабильность частоты генератора, но и дает возможность получать повышенные частоты на выходе.

На коротких и ультракоротких волнах основное распространение получили двухконтурные автогенераторы с обратной связью через одну из междуэлектродных емкостей. Общая точка контуров обычно заземляется по высокой частоте. По этому признаку генераторы называют: «с общим катодом» (рис. 7-19, *а*), «с общей сеткой» (рис. 7-19, *б*), «с общим анодом» (рис. 7-19, *в*). Генераторы возбуждаются на одной из двух собственных частот (частот связи) системы связанных контуров. Частоты связи всегда отличны от собственных частот обоих контуров и зависят от связи контуров и их настройки.

В генераторе с общим катодом следует устанавливать частоту контура *1* ниже частоты контура *2*, тогда в системе возбуждается частота связи, близкая к частоте контура *1*, настройка которого будет в основном определять частоту генерируемых колебаний. Мощность в контуре *1* выделяется небольшая, поскольку он включен в сеточную цепь. Основная доля генерируемой мощности выделяется в контуре *2*, включенном в анодную цепь. Его и связывают с внешней нагрузкой. Чем больше контур *2* расстроен относительно контура *1*, тем меньше его влияние на частоту генератора, но при этом уменьшается мощность на выходе.

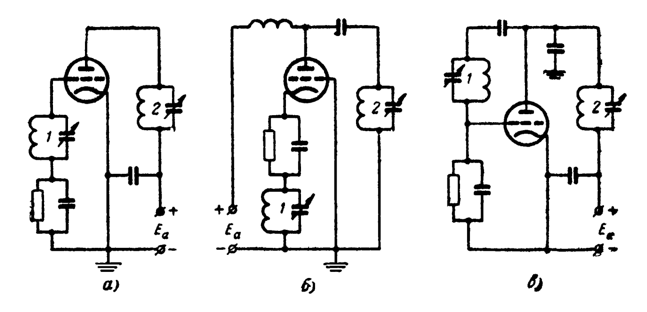


Рис. 7-19. Схемы двухконтурных автогенераторов со связью через междуэлектродные емкости.

В схеме с общим анодом также выгодно, чтобы контур *2* в анодной цепи служил для выделения мощности и связи с нагрузкой, а контур *1* определял частоту. Для этого контур *2* нужно настроить на частоту ниже частоты контура *1*.

В схеме с общей сеткой такого разделения функций достичь не удается. В ней контур *2* настраивают на частоту ниже контура *1*. Последний определяет частоту и в нем же выделяется основная доля мощности. По-

этому такой генератор не используется в высокостабильных схемах. Однако в диапазоне сверхвысоких частот конструкции ламп и колебательных систем, применяемых в этом диапазоне, обычно вынуждают обращаться к схеме с общей сеткой.

7-13. УСИЛИТЕЛИ И ГЕНЕРАТОРЫ УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

В диапазоне метровых волн резко падает величина эквивалентного сопротивления контуров из-за уменьшения волнового сопротивления и возрастания сопротивления потерь с частотой. Использование двухтактных генераторов позволяет уменьшить емкость контура и повысить его резонансное сопротивление. При этом часто внешние конденсаторы отсутствуют и емкость контура определяется междуэлектродными емкостями лампы и емкостью монтажа. В качестве индуктивностей обычно используются отрезки короткозамкнутых длинных линий.

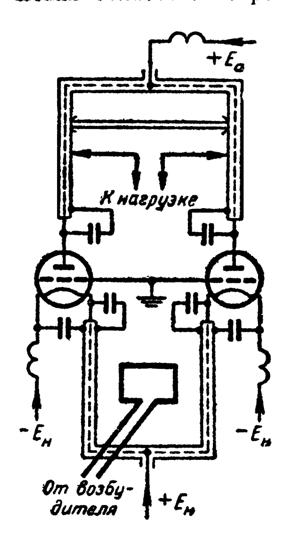


Рис. 7-20. Схема двухтактного усилителя метрового диапазона.

На рис. 7-20 изображена схема двухтактного усилителя метровых волн с общей сеткой. В качестве элемента связи с нагрузкой используется индуктивная петля. Схема автогенератора практически ничем не отличается от усилителя, в ней только отсутствует возбуждающий фидер. Чтобы получить необходимую для самовозбуждения обратную связь, следует выбирать лампы с достаточно большой емкостью $C_{а.к}$.

В диапазоне дециметровых волн до последнего времени генераторные лампы были представлены в основном металлокерамическими триодами с цилиндрическими выводами. Расположение вывода сетки между выводами катода и анода у этих ламп и предопределяло работу генератора по схеме с общей сеткой. Индуктивности контуров образовывались отрезками коаксиальных короткозамкнутых линий. Перестройка осуществлялась изменением их длины.

В последнее время появились генераторные тетроды малой мощности со стеклянным баллоном (ГУ-17, ГУ-18 и др.), способные работать с высоким к. п. д. и усилением до частот 500—600 *Мгц*. Созданы также мощные металлокерамические тетроды, работающие на частотах до 1 000 *Мгц*. Эти лампы позволяют и в дециметровом диапазоне получать значительное усиление (до 20—30 раз).

7-14. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

В зависимости от назначения и рабочего диапазона к передающим устройствам предъявляются различные, выработанные международными конференциями требования по стабильности частоты. Наименее жесткие требования предъявляются к подвижным радиостанциям (относительный уход частоты их не должен превышать 0,02%), а наиболее жесткие — к радиовещательным станциям (0,002%). У радиостанций специального назначения требуемая нестабильность может выражаться значением 10^{-6} и меньше.

Изменения частоты в процессе эксплуатации передатчика происходят вследствие изменения температуры деталей из-за самопрогрева или изменения температуры окружающего пространства, изменения геометрических размеров деталей под воздействием деформирующих сил, изменения диэлектрической постоянной воздуха из-за изменения влажности, температуры и давления, изменения питающих напряжений, изменения связи с нагрузкой. Воздействие всех дестабилизирующих факторов сводится к изменению запаса емкостной или индуктивной энергии в контуре. Вызванный этим уход частоты будет тем меньше, чем меньшую долю от всего запаса энергии в контуре составляет вносимая энергия, т. е. чем больше добротность колебательной системы.

Основные методы стабилизации частоты сводятся к повышению добротности колебательной системы, изоляции колебательной системы от внешних воздействий, применению деталей, мало меняющих свои параметры под влиянием внешних воздействий, компенсации внешних воздействий.

Для повышения добротности используют высококачественные катушки из провода большого сечения, намотанные на жесткие каркасы из диэлектрика с малым углом потерь (кварц, стеатит, пирофилит, радиофарфор и др.). Все соединения выполняют короткими жесткими проводами. Связь с последующими цепями устанавливают слабой, чтобы не вносить большого затухания в контур.

Для изоляции контуров от внешних влияний их тщательно экранируют, в ряде случаев герметизируют и помещают в термостаты, снабжают влагопоглотителями, а весь передатчик амортизируют.

Особое внимание уделяется созданию образцовых (неизменяемых) деталей. Для этого конденсаторы изготавливают из материалов с малым температурным коэффициентом расширения (инвар). В задающих генераторах используют конденсаторы только с воздушным диэлектриком и вообще избегают применять диэлектрики органического происхождения (гетинакс, текстолит и пр.). Катушки наматывают на каркас в горячем состоянии или создают методом вжигания с последующим электролитическим осаждением металла в пазы каркаса.

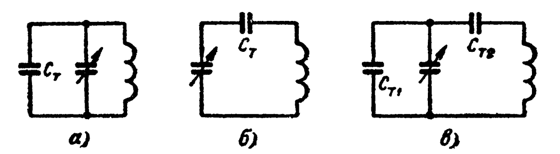


Рис. 7-21. Схемы температурной компенсации.

Детали колебательного контура следует размещать возможно дальше от мощных ламп, поглотительных сопротивлений и других источников теплового излучения. Во избежание больших перепадов температуры при переходе от нерабочего к рабочему состоянию желательно, чтобы мощность задающего генератора не превышала нескольких ватт.

При изменении рабочих режимов больше всего изменяются междуэлектродные емкости лампы, под-

ключенные к контуру с различными коэффициентами включения (см., например, рис. 7-17, *б*). Для ослабления их влияния также важно иметь контур с максимальной добротностью и применить лампу с большой крутизной. Это позволяет уменьшить связь лампы с контуром.

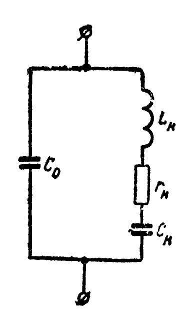


Рис. 7-22. Эквивалентная электрическая схема пьезокварца.

Вместе с тем желательно использовать генератор на возможно более низких частотах, когда междуэлектродные емкости много меньше емкости внешнего конденсатора.

Питать лампу задающего генератора желательно от специального стабильного источника. Если же задающий генератор питается от общего источника через поглотительные сопротивления, то в этом случае важно следить, чтобы через них не протекали токи модулируемых каскадов.

Для компенсации возникших изменений частоты используются методы термокомпенсации и автоматической подстройки частоты. Термокомпенсация основана на том, что в отличие от деталей, увеличивающих емкость и индуктивность с ростом температуры, конденсаторы из специальной керамики (тиконда) уменьшают свою емкость. Это дает возможность путем параллельного (рис. 7-21, *а*) или последовательного (рис. 7-21, *б*) включения такого конденсатора $C_т$ в контур получить на выбранной волне диапазона постоянство частоты контура с изменением температуры. В других точках диапазона полной компенсации не будет, но нестабильность будет уменьшена. Использование двух тикондовых конденсаторов $C_{т1}$ и $C_{т2}$ в смешанной схеме термокомпенсации (рис. 7-21, *в*) позволяет получить полную компенсацию в двух точках диапазона и хорошую компенсацию в широких пределах изменения рабочей частоты.

Добротность контуров обычного типа не превышает 100—300. На порядок более высокую добротность можно получить у объемных резонаторов, применяемых на сверхвысоких частотах. Выигрыш в добротности на несколько порядков можно получить путем использования электромеханических колебательных систем. Такой простейшей системой является пластинка, вырезанная определенным образом из кристалла кварца.

Кварцу присущи прямой пьезоэффект, заключающийся в том, что при механических деформациях под действием, например, сил сжатия или растяжения на гранях пластинки возникают электрические заряды, и обратный пьезоэффект, заключающийся в том, что под действием электрического поля кварц деформируется. Оба эти эффекта всегда существуют и проявляются одновременно. Поэтому, если поместить кварцевую пластинку в переменное электрическое поле между обкладками конденсатора, в ней возникнут механические колебания и на гранях ее появятся переменные электрические заряды, которые будут притягивать к обкладкам конденсатора дополнительные заряды. Это создает кажущийся эффект «проводимости» пластинки.

Если частота внешнего поля совпадает с частотой собственных колебаний пластинки, то возникает резонанс. При этом колебания кварцевой пластинки и кажущийся ток через нее будут максимальными. В электрическом отношении кварц будет вести себя как последовательный контур, что можно отразить соединением некоторых эквивалентных параметров $C_к$, $L_к$ и $r_к$. Чтобы получить полную эквивалентную схему кварцевого контура, нужно еще учесть емкость кварцедержателя — конденсатора C_0, в котором закрепляется пластинка. Поэтому полная эквивалентная схема кварца представляется контуром третьего вида (рис. 7-22), обладающим как последовательным, так и параллельным резонансами.

Эти свойства кварца позволяют использовать его в качестве колебательной системы в схемах автогенераторов. Трудность заключается в том, что кварцы хрупки и при воздействии даже сравнительно небольших переменных напряжений они рассыпаются. Поэтому их надо устанавливать в маломощных двухконтурных генераторах на месте контура, определяющего частоту, а не служащего для выделения мощности и связи с нагрузкой. В генераторе с общим катодом таким контуром является катодно-сеточный, а в генераторе с общим анодом — анодно-сеточный контур. Схемы таких генераторов приведены на рис. 7-23, *а* и *б*.

Стабильность и выходную мощность этих генераторов можно повысить, если построить на их основе генераторы с электронной связью, включив в схему дополнительный контур. При этом, кроме того, появляется возможность настройки выходного контура на одну из высших гармоник анодного тока. Схема подобного генератора приведена на рис. 7-23, *в*.

К недостаткам кварцевых генераторов следует отнести невозможность работы на частотах, отличных от собственной частоты кварцевой пластинки, и на

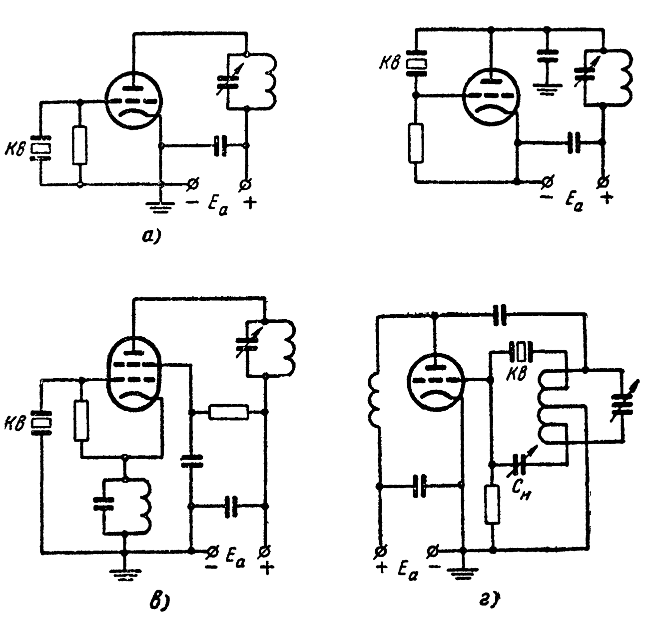


Рис. 7-23. Схемы кварцевых генераторов.

очень высоких частотах. Последнее объясняется тем, что с повышением частоты приходится уменьшать толщину пластинки, а практически очень трудно изготовить кварцевую пластинку толщиной меньше нескольких десятых миллиметра. Поэтому частота серийных кварцев обычно не превышает 10 *Мгц*.

Возможность работы на более высоких частотах дает схема, приведенная на рис. 7-23, *г*. В ней созданы две цепи обратной связи, в одной из которых через конденсатор $C_н$ осуществляется положительная, а в дру-

гой через кварц *Кв* — отрицательная связь. Если емкость $C_н$ равна емкости кварцедержателя и кварц не возбужден, то результирующее напряжение на сетке лампы равно нулю и генератор не работает. Если же контур настроить на одну из механических гармоник кварцевой пластинки, то нарушение электрического равновесия в системе приведет к возбуждению кварца, его сопротивление возрастет (он будет работать вблизи от параллельного резонанса), положительная обратная связь превысит отрицательную и тогда возникнет самовозбуждение генератора. Схему удается возбудить на очень высоких гармониках и получить на выходе волны метрового диапазона.

Добротность кварцевых пластин достигает 10^7, что позволяет реализовать стабильность частоты до 10^{-9}. Это осуществимо также благодаря тому, что кварцевые пластинки, вырезанные под определенными углами к осям симметрии кристалла, практически не изменяют своих параметров с температурой. Если же используются обычные кварцевые пластинки, то их легко поместить в термостат и изолировать от всех внешних влияний.

7-15. УПРАВЛЕНИЕ КОЛЕБАНИЯМИ

Амплитудная модуляция

Амплитудная модуляция осуществляется при использовании лампы в нелинейном режиме. Для этого на управляющую сетку лампы подается отрицательное смещение. Изменением того же смещения можно управлять амплитудой первой гармоники анодного тока, а следовательно, и напряжением на контуре. Чтобы осуществить это, последовательно с источником по-

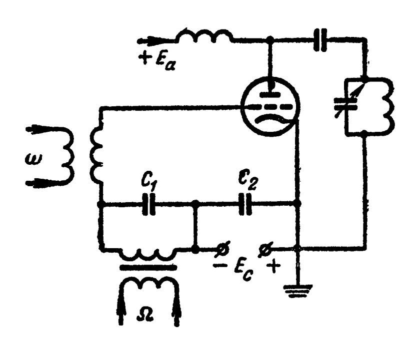


Рис. 7-24. Сеточная модуляция смещением.

стоянного смещения E_c включают выход усилителя модулирующего сигнала (рис. 7-24). Для того чтобы обмотка модуляционного трансформатора не преграждала путь токам высокой частоты, ее блокируют конденсатором C_1, емкость которого, однако, не должна быть настолько велика, чтобы он представлял заметную проводимость для высших частот модуляции. Конденсатор C_2, наоборот, должен представлять малое сопротивление для низших частот модуляции.

При сеточной модуляции смещение должно подаваться от источника постоянного напряжения E_c. Для получения неискаженной модуляции при минимальном смещении

$$E_{с.мин} = -E_c + U_\Omega$$

устанавливают граничный режим. Угол отсечки выбирают в пределах 80—110° (чем он больше, тем меньше напряжения смещения и возбуждения, но тем хуже к. п. д.). Из приведенного ранее расчета граничного режима по заданной мощности находят $E_{с.мин}$, U_c и определяют напряжение запирания

$$E_{с.зап} = -(|U_{cB}| + U_c).$$

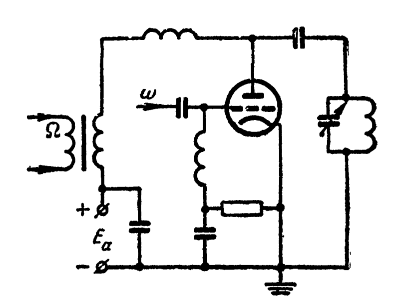


Рис. 7-25. Анодная модуляция.

Постоянное смещение

$$E_c = -\frac{|E_{с.мин}| + |E_{с.зап}|}{2}.$$

Модулирующее напряжение

$$U_\Omega = E_c - E_{с.мин}.$$

Мощность модулятора

$$P_\Omega = \frac{1}{2} U_\Omega I_\Omega,$$

где с некоторым запасом ток сетки частоты модуляции

$$I_\Omega = \frac{I_{с\,0мин}}{2}$$

($I_{с0\,мин}$ — постоянная составляющая тока сетки в граничном режиме).

Сеточная модуляция характеризуется сравнительно низкой эффективностью работы генератора и весьма малой мощностью модулятора.

Амплитудную модуляцию можно осуществлять и путем изменения анодного напряжения (рис. 7-25). В отличие от сеточной модуляции здесь обязательно используется автоматическое смещение. При максимальном напряжении на аноде $U_{а.макс} = E_а + U_\Omega$ устанавливают граничный режим, из расчета которого определяются параметры цепочки автоматического смещения.

При анодной модуляции допустимо форсирование лампы по анодному напряжению. Напряжение источника $E_а$ устанавливают не выше $(0{,}8 \div 1)\ U_{а.п}$, где $U_{а.п}$ — паспортное напряжение.

Модулирующее напряжение

$$U_\Omega = \frac{1}{2} E_а.$$

Ток модулятора

$$I_\Omega = \frac{1}{2} I_{а0\,макс}.$$

Мощность модулятора

$$P_\Omega = \frac{1}{2} I_\Omega U_\Omega$$

в отличие от сеточной модуляции соизмерима с мощностью генератора. Поэтому здесь недопустимо использование модуляторов, работающих в режиме А, и при анодной модуляции, как правило, применяют двухтактные модуляторы, работающие в режиме В.

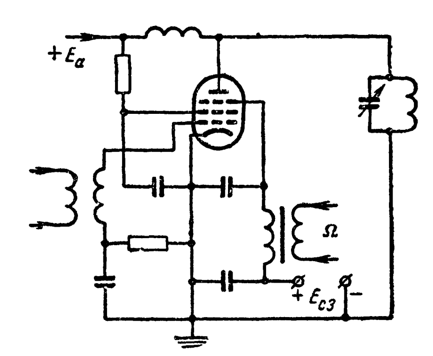


Рис. 7-26. Модуляция на защитную сетку.

Из-за повышения сеточных токов при уменьшении напряжения на аноде U_a генератор с анодной модуляцией требует значительно более мощного возбудителя, чем генератор с сеточной модуляцией, но зато к. п. д. генераторных ламп получается, по сравнению с последней, приблизительно в 2 раза более высоким.

При модуляции в лампах с экранирующими сетками во избежание динатронного эффекта и перегрузки экранирующей сетки необходимо одновременно с анодным напряжением пропорционально уменьшать и напряжение на экранирующей сетке. Это достигается питанием экранирующей сетки от анодного источника через поглотительное сопротивление. Такой вид управления колебаниями называют **анодно-экранной** модуляцией.

В пентодных генераторах удобно применять модуляцию на защитную сетку (рис. 7-26). В связи с тем, что максимальное напряжение на защитной сетке $U_{c3макс}$ близко к нулю, мощность модулятора здесь очень мала, несмотря на большую амплитуду модулирующего напряжения, составляющую $(0{,}06 \div 0{,}1)\ E_a$. Напряжение запирания $U_{c3зап}$ чаще всего определяется экспериментально. Обычно

$$U_{c\,3\,зап} = -\frac{E_a}{5 \div 8}.$$

Постоянное напряжение на защитной сетке

$$E_{c3} = \frac{U_{c\,3\,зап} + U_{c\,3\,макс}}{2}.$$

В схеме генератора с модуляцией на защитную сетку необходимо использовать автоматическое смещение и питать экранирующую сетку лампы через поглотительное сопротивление. Генератор с этой схемой требует довольно мощного возбудителя.

Телеграфная манипуляция

Благодаря узости полосы пропускания, необходимой для приема телеграфных сигналов, и оптимальному использованию генераторных ламп дальность действия передатчика с телеграфной манипуляцией значительно повышается по сравнению с передатчиком, в котором используется амплитудная модуляция.

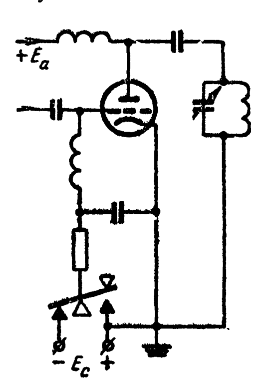


Рис. 7-27. Схема сеточной манипуляции.

При разработке схем генераторов с телеграфной манипуляцией следует учитывать: 1) необходимость полного запирания передатчика во время пауз; 2) получение минимальных изменений режима предыдущего каскада; 3) осуществление коммутации в цепях с минимальными токами и напряжениями; 4) использование реле при коммутации в цепях с напряжением выше 250 *в*.

На рис. 7-27 приведена типовая схема осуществления манипуляции в цепи управляющей сетки лампы путем изменения смещения.

Частотная модуляция

Изменение частоты генерируемых колебаний по закону модулирующего сигнала производится путем использования ламп-реактивностей, полупроводниковых приборов, ферритовых вариометров, варикондов.

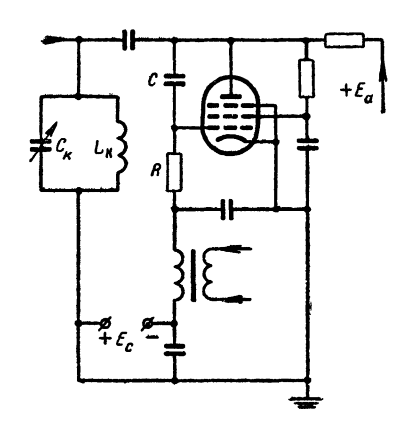


Рис. 7-28. Частотная модуляция с помощью реактивной лампы.

При использовании ламп-реактивностей параллельно контуру $L_кC_к$ автогенератора присоединяют лампу, анодный ток которой сдвинут на 90° по отношению к анодному напряжению, благодаря чему она становится эквивалентной реактивному сопротивлению. Последнее достигается подачей на управляющую сетку лампы части анодного напряжения через фазосдвигающую цепочку CR (рис. 7-28). Для получения нужного сдвига фаз необходимо, чтобы $1/\omega C \gg R$. При малой про-

ницаемости лампы (рекомендуется использовать тетроды или пентоды) первая гармоника анодного тока изменяется в фазе с напряжением на сетке.

Управление эквивалентной реактивностью лампы производится путем изменения ее средней крутизны смещением на ее сетке. Для получения наилучших результатов нужно выбирать лампу с большой крутизной и малым током первой сетки. Могут быть применены и другие виды фазосдвигающих цепей.

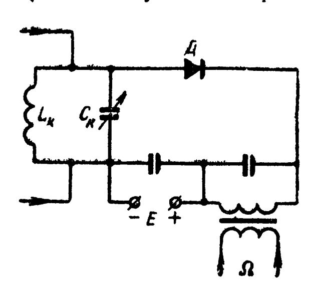


Рис. 7-29. Частотная модуляция с помощью полупроводникового диода.

Максимальный уход частоты в генераторе с реактивной лампой обычно составляет доли процента.

Метод использования полупроводниковых приборов аналогичен предыдущему. Параллельно контуру $L_кC_к$ автогенератора подключают емкость запертого *p-n* перехода полупроводникового диода *Д* или транзистора (рис. 7-29). При изменении отрицательного напряжения *E* емкость перехода изменяется от нескольких десятков до нескольких сотен пикофард, что позволяет получить значительные изменения частоты, измеряемые десятками процентов.

Изменение рабочей частоты в несколько раз можно получить, используя в схеме генератора катушку индуктивности с ферритовым сердечником (ферритовый вариометр). Если разместить на сердечнике еще подмагничивающую катушку, то, изменяя постоянный ток подмагничивания, можно в широких пределах изменять его магнитную проницаемость, а следовательно, и индуктивность катушки.

То же самое можно получить, используя в генераторе конденсатор с твердым диэлектриком (вариконд), изменяющий свою диэлектрическую проницаемость в зависимости от действующей на него напряженности электрического поля.

Частотно-модулированные сигналы занимают широкий спектр частот. Поэтому частотная модуляция используется только в диапазоне сверхвысоких частот.

Импульсная модуляция и многоканальная работа

Передача непрерывных звуковых сигналов может быть осуществлена кратковременными порциями (импульсами), параметры которых соответствуют передаваемому сигналу. На рис. 7-30 изображен передаваемый сигнал $u_Ω$ и модулирующие импульсы $u_м$, амплитуда которых пропорциональна мгновенным значениям сигнала. На приемной стороне после детектирования фильтр с достаточной постоянной времени выделит «огибающую» импульсов, пропорциональную передаваемому сигналу. Такой род работы называют амплитудно-импульсной модуляцией (сокращенно АИМ). Имеются и другие виды импульсной модуляции.

Теория и опыт показывают, что удовлетворительная передача сигналов может быть получена, если за один период изменения полезного сигнала будет излучено не менее 2—3 импульсов, а так как спектр колебаний человеческого голоса в основном содержит частоты до 3 000 *гц*, то в секунду должно передаваться 6 000—9 000 импульсов, причем длительность их может быть очень малой (близкой к 1 *мксек*). Следовательно, между посылками импульсов остаются значительные интервалы времени, которые можно использовать для передачи такими же импульсами другой информации. Эта возможность используется для создания многоканальных радиолиний с временным разделением каналов, которые используются в магистральных линиях связи, в системах телеметрии и телеуправления. На рис. 7-31 показаны сигналы двухканальной радиолинии. Чтобы иметь возможность разделить на приемной стороне сигналы обоих каналов, передатчик излучает синхронизирующие импульсы, дающие начало отсчету времени. Эти импульсы обычно отличаются от канальных импульсов своей длительностью.

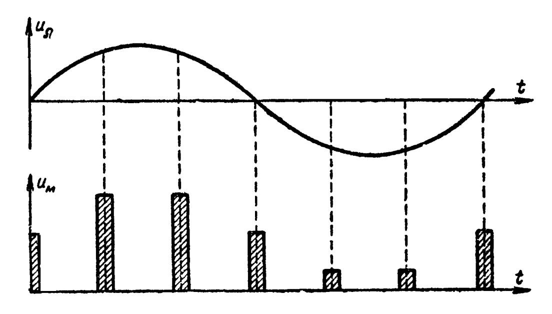


Рис. 7-30. Модулирующие импульсы при амплитудно-импульсной модуляции.

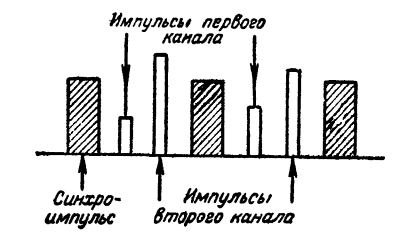


Рис. 7-31. Сигналы двухканальной радиолинии с амплитудно-импульсной модуляцией.

Импульсная модуляция используется также в радиолокационных и радионавигационных устройствах. Осуществляется она с помощью импульсных модуляторов, накапливающих энергию в интервале между импульсами в реактивных накопителях (чаще всего в конденсаторах). На рис. 7-32 изображена схема модулятора с емкостным накопителем $C_н$, который заряжается через ограничительное сопротивление R_0 и зарядное сопротивление $R_з$, когда коммутирующая лампа $Л_1$ заперта большим смещением. При подаче на управляющую сетку этой лампы положительного импульса лампа открывается и конденсатор $C_н$ разряжается на лампу $Л_2$ генератора. Сопротивление R_0 предотвращает замыкание источника через малое сопротивление отпертой лампы $Л_1$.

Для того чтобы частота генератора была стабильной, необходимо, чтобы напряжение на лампе $Л_2$ мало

изменялось за время импульса, т. е. чтобы конденсатор $C_н$ почти не разряжался. При этом также достигается высокий к. п. д. зарядного процесса. Для получения высокого к. п. д. при разрядном процессе необходимо, чтобы внутреннее сопротивление коммутирующей лампы $Л_1$ было много меньше внутреннего сопротивления генераторной лампы $Л_2$. Поэтому в качестве коммутаторов следует выбирать лампы с высокоэмиссионными оксидными катодами, которым свойственно явление импульсной эмиссии (многократного увеличения тока эмиссии во время коротких импульсов длительностью не более 3—5 *мксек*). Для того чтобы амплитуда импульса, необходимого для запуска, была возможно меньшей, целесообразно в качестве коммутирующих ламп использовать лучевые тетроды, обладающие, как известно, бо́льшим коэффициентом усиления по мощности. Импульсно-модулированные сигналы занимают широкий спектр частот, поэтому данный вид работы осуществляется только в диапазоне сверхвысоких частот.

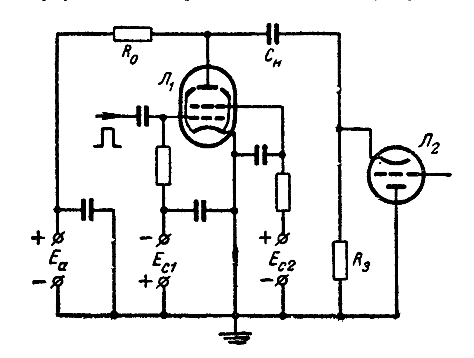


Рис. 7-32. Схема импульсного модулятора с емкостным накопителем.

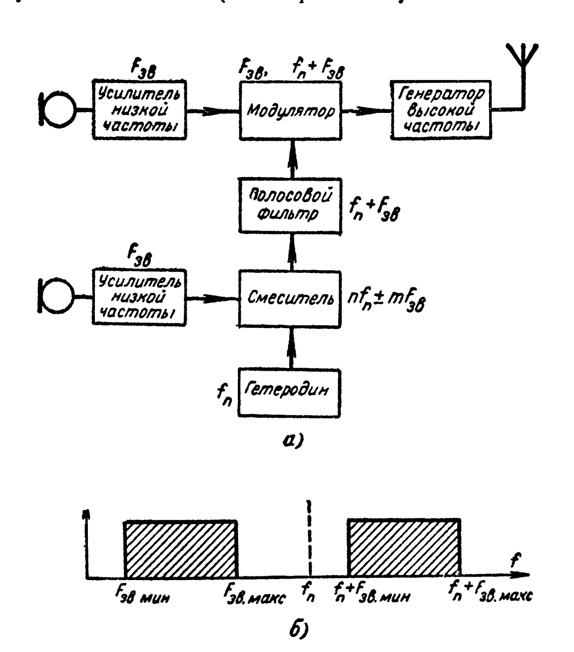


Рис. 7-33. Многоканальный передатчик с частотным разделением каналов и спектр излучаемых колебаний.

Многоканальная передача может быть осуществлена и при непрерывной работе. В этом случае разделение каналов связи производится по частоте. Первый канал строится по обычной схеме, а частоты сигналов второго канала повышаются на постоянную величину $f_п$ путем их смешения с частотой вспомогательного гетеродина и выделения с помощью фильтра (рис. 7-33, *а*). Частота $f_п$ должна значительно превосходить максимальную звуковую частоту $F_{зв.макс}$ сигналов первого канала. После фильтра преобразованные колебания поступают в общий модулятор. На рис. 7-33, *б* показан результирующий спектр модулирующих частот. Аналогично можно образовать передачу в других каналах. На приемной стороне с помощью фильтра и дополнительных гетеродинов сигналы каналов разделяются и восстанавливается их первоначальный спектр.

Работа на одной боковой полосе

Благодаря тому, что колебания верхней и нижней боковых частот передают один и тот же закон изменения модулирующего сигнала, а колебания несущей частоты не содержат полезной информации, передача сообщений может быть осуществлена с помощью только одного бокового колебания. При этом становится возможным разместить в рабочем диапазоне частот вдвое больше станций и намного снизить мощность передатчика.

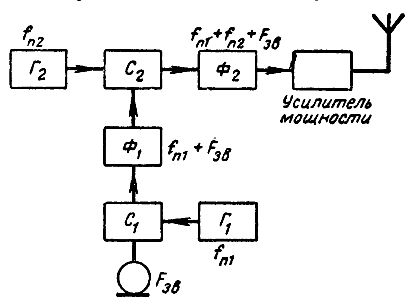


Рис. 7-34. Формирование однополюсного сигнала методом последовательного преобразования спектра звуковых колебаний.

В любительской практике находят применение два метода формирования однополосного сигнала: метод последовательного преобразования спектра звукового сигнала и фазокомпенсационный метод. При первом методе (рис. 7-34) сигнал звуковой частоты $F_{зв}$ смешивается в смесителе C_1 с сигналом $f_{п1}$ генератора поднесущей (обычно на порядок более высокой) частоты $Г_1$. Колебания суммарной частоты ($f_п+F_{зв}$) выделяются фильтром $Ф_1$. Эта операция повторяется при частоте $f_{п2}\approx 10\ f_{п1}$ и т. д. до тех пор, пока результирующий сигнал не попадет в заданный диапазон. Число последовательных преобразований зависит от характеристик фильтров. Чем лучше фильтры, тем значительнее частота генераторов поднесущих частот может превосходить частоту сигнала. Самыми лучшими являются кварцевые фильтры, но они дороги и не

всегда доступны радиолюбителю. С обычными многозвенными фильтрами перевод звукового сигнала в диапазон коротких волн достигается обычно с помощью двух-трех преобразований. В последнее время стали применять электромеханические фильтры на частоты от 60 до 550 *кгц* с полосой пропускания от десятков герц

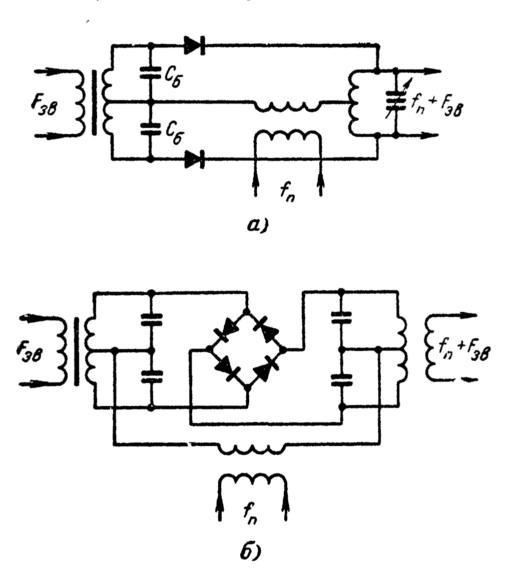


Рис. 7-35. Схемы балансного и кольцевого смесителей.

до 40 *кгц*, позволяющие ограничиться одним-двумя преобразованиями.

Для реализации энергетического выигрыша при однополосной работе необходимо подавлять несущую и вторую боковую частоты приблизительно на 40 *дб*. Решение этой задачи облегчает использование балансных (рис. 7-35, *а*) и кольцевых (рис. 7-35, *б*) смесителей. В балансных смесителях благодаря противофазной подаче сигнала $F_{зв}$ на обе половины схемы и синфазной подаче колебаний поднесущей частоты $f_п$ последняя, а также комбинационные составляющие ее и четных гармоник сигнала отсутствуют в выходной цепи. В кольцевом смесителе, образованном двумя балансными смесителями, работающими на общую нагрузку, дополнительно происходит аналогичное подавление частоты сигнала $F_{зв}$ и комбинационных составляющих его четных гармоник.

Основным недостатком этого метода является трудность подавления нежелательных комбинационных составляющих и необходимость использования высококачественных фильтров. Нужная степень подавления достигается только при тщательной балансировке смесителей и устранении различных видов паразитных связей.

Фазокомпенсационный метод отличается от предыдущего тем, что формирование сигнала здесь происходит непосредственно на рабочей частоте. Однополосный сигнал образуется в результате сложения n амплитудно-модулированных колебаний, характеризующихся сдвигом фаз несущих частот на $\Delta\varphi=2\pi/n$ друг относительно друга и сдвигом фаз модулирующих напряжений на $\Delta\theta=2\pi/n$. Подобная система проще всего реализуется с помощью двух балансных модуляторов *БМ* (рис. 7-36, *а*) и двух фазоинвенторов (высокочастотного *ВФИ* и низкочастотного *НФИ*). На рис. 7-36,*б* показана векторная диаграмма, поясняющая процесс взаимной компенсации I_1—I_4 несущих частот, токов $I_{н1}$—$I_{н4}$ нижних боковых частот и сложения токов $I_{в1}$—$I_{в4}$ верхних боковых частот при таком четырехфазном методе.

Этот метод не требует применения высококачественных фильтров, однако здесь для подавления несущей и второй боковой частоты необходима очень тщательная балансировка схемы, что в любительских условиях сделать трудно из-за наличия паразитных связей и изменений параметров схемы в процессе эксплуатации. Трудности возникают также при создании низкочастотного фазоинвертора, который должен давать фазовый сдвиг в 90° на всех частотах модуляции.

При однополосной работе нестабильность частоты излучения передатчика вызывает частотные искажения принятого сигнала. Поэтому допустимая нестабильность подавленной несущей частоты не должна превышать нескольких десятков герц. Это требование обычно приводит к необходимости использования в генераторах поднесущих частот кварцевой стабилизации частоты.

Сформированный на малом уровне мощности однополосный сигнал нуждается в большом усилении, осуществляемом последовательно в нескольких каскадах. Для безыскаженного усиления маломощные промежуточные усилители должны работать в режиме А. Усилители мощностью в несколько ватт для получения достаточно высокого к. п. д. ставят в режим В. Переход в режим С приводит к появлению искажений сигнала.

Получение хорошей экономичности однополосных передатчиков требует максимального повышения средней глубины модуляции. Это достигается срезанием пиков звуковых сигналов с помощью двусторонних ограничителей при дополнительном усилении ограниченного модулирующего сигнала. Опыт показывает, что при таком ограничении динамического диапазона звуковых сигналов вплоть до 24 *дб* ценой незначительных искажений удается резко поднять экономичность передатчиков.

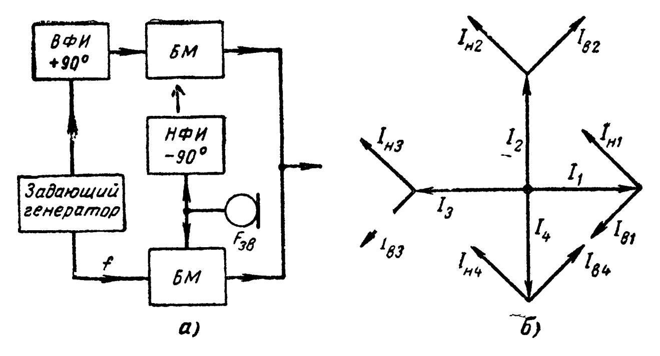


Рис. 7-36. Четырехфазный метод формирования однополосного сигнала.

Для уменьшения искажений, возникающих в тракте усиления, рекомендуется выходной каскад собирать по схеме с общей сеткой, которой присуща отрицательная обратная связь по высокочастотному напряжению. При использовании в выходных каскадах ламп с экранирующими сетками последние нужно питать не через

поглотительные сопротивления, а от специального выпрямителя. Выбирая лампы для усилительных каскадов, следует обращать внимание на то, чтобы нижний участок анодно-сеточной характеристики лампы имел возможно более крутой излом.

7-16. ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ В РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ

Высокочастотные транзисторы позволяют радиолюбителям-конструкторам создавать экономичные маломощные передатчики небольших размеров для работы во всех любительских диапазонах, включая и диапазон 420 *Мгц*.

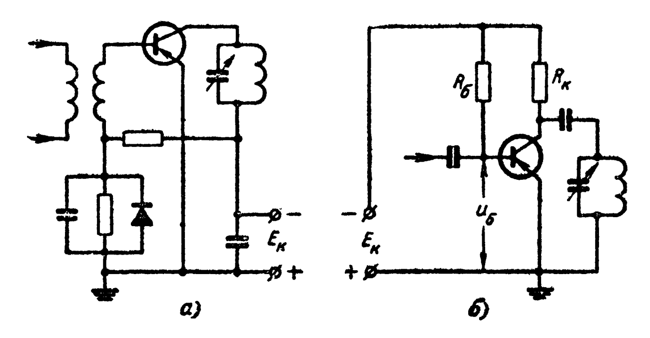


Рис. 7-37. Термокомпенсация в транзисторных генераторах.

Генераторы с внешним возбуждением и с самовозбуждением на транзисторах собирают по тем же схемам, что и ламповые триодные генераторы, причем роль катода в них играет эмиттер, роль сетки — база и роль анода — коллектор. Однако следует учитывать и ряд особенностей транзисторов. В отличие от ламповых триодов напряжение запирания (геометрическое смещение) транзисторов типа *p-n-p* имеет положительное значение. Статическая крутизна транзисторов приблизительно на порядок выше, чем у пентодов, а входное сопротивление на 1—2 порядка ниже. При работе на частотах, превышающих критическое значение, импульсы коллекторного тока уменьшаются приблизительно обратно пропорционально частоте.

Удовлетворительная работа транзисторных генераторов может быть получена только при использовании схем, компенсирующих изменения напряжения геометрического смещения и крутизны, происходящих вследствие изменений окружающей температуры или температурного режима транзистора. С увеличением температуры напряжение геометрического смещения уменьшается, поэтому при неизменных напряжениях в цепи базы транзистор может выйти из строя. Получить необходимые изменения напряжения на базе, компенсирующие изменения геометрического смещения, можно, если снимать напряжение смещения с потенциометра, одно из плечей которого изменяет свое сопротивление с температурой. В качестве такого температурно-зависимого сопротивления может быть использован полупроводниковый диод или терморезистор (например, типа КМТ или ММТ). Схема такого термокомпенсированного усилителя с общим эмиттером показана на рис. 7-37, *а*.

Другой метод термокомпенсации основан на том, что токи коллектора и базы изменяются с температурой приблизительно пропорционально. Поэтому, стабилизируя малый ток базы, одновременно обеспечивают постоянство тока коллектора. Это можно осуществить, если питать базу через поглотительное сопротивление $R_б$ от коллекторного источника $E_к$ (рис. 7-37, *б*). Тогда ток базы

$$i_б = \frac{E_к - u_б}{R_б},$$

а поскольку $u_б \ll E_к$, то

$$i_б \approx \frac{E_к}{R_б} \approx \text{const}.$$

Для термокомпенсации используются также различные схемы с отрицательной обратной связью по постоянному току или напряжению.

Особенно необходима термокомпенсация в схемах транзисторных автогенераторов, поскольку температурные изменения емкостей и средней крутизны у транзисторов существенно выше, чем у ламп, а значит, и соответственно больше вызываемый ими уход частоты.

Для получения мягкого режима самовозбуждения необходимо, чтобы в момент включения напряжение на базе превосходило напряжение запирания эмиттерной цепи. В то же время целесообразно, чтобы в установившемся режиме генератор работал с отсечкой коллекторного тока. Оба эти требования выполняются, если используется цепь комбинированного смещения, как это показано на примере автогенератора с автотрансформаторной обратной связью (рис. 7-38). Начальное отпирание создается напряжением, снимаемым с делителя в цепи коллекторного источника. Переход к режиму С или В осуществляется действием цепи автоматического смещения.

Стабилизация частоты транзисторных автогенераторов осуществляется, помимо использования схем термокомпенсации в цепях источников постоянного тока,

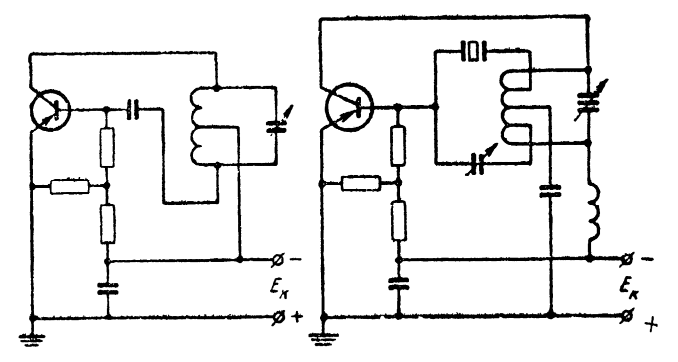


Рис. 7-38. Комбинированное смещение в автогенераторе.

Рис. 7-39. Кварцевый генератор, использующий высшие механические гармоники кварца.

также и путем термокомпенсации в колебательных цепях с помощью тикондовых конденсаторов и путем использования кварцевых резонаторов. Принципиально последние два метода не отличаются от аналогичных методов, применяемых в ламповых схемах.

Для получения максимально высоких частот при кварцевой стабилизации особенно выгодно использовать схемы с возбуждением кварца на высших меха-

нических гармониках. Одна из таких схем, аналогичная схеме на рис. 7-23, *г*, приведена на рис. 7-39.

Модуляция в транзисторных генераторах чаще всего осуществляется на базу или на коллектор транзи-

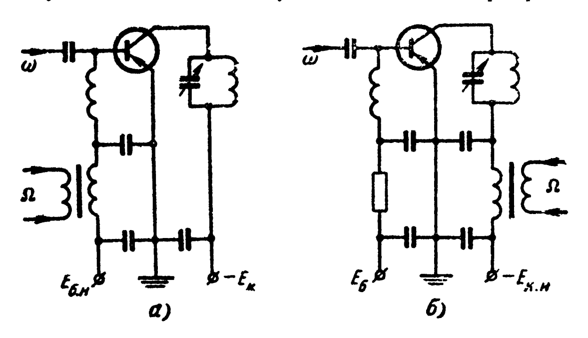


Рис. 7-40. Амплитудная модуляция в транзисторных генераторах.

а — базовая модуляция; *б* — коллекторная модуляция.

стора. Реже используется смешанная синфазная модуляция на базу и коллектор. На рис. 7-40 приведены схемы генераторов с базовой и коллекторной модуляцией. При выборе источников питания в обоих случаях надо учитывать, что они должны давать напряжения, соответствующие режиму покоя, $E_{б\,н}$ и $E_{к.н}$. Эти напряжения могут быть найдены из расчета или из статических модуляционных характеристик.

Для задающих генераторов и промежуточных каскадов передатчиков могут быть рекомендованы транзисторы типа П403, а для выходных каскадов транзисторы типов П410 и П411.

ЛИТЕРАТУРА

Нейман М. С., Радиопередающие устройства, изд-во «Советское радио», 1959.

Линде Д. П., Элементы расчета ламповых генераторов СВЧ, Госэнергоиздат, 1959.

Изюмов Н. М., Линде Д. П., Основы радиотехники, изд-во «Энергия», 1965.

Изюмов Н. М., Радиорелейная связь, Госэнергоиздат, 1963.

Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н., Основы теории и расчета транзисторных схем, изд-во «Советское радио», 1963.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ УСТРОЙСТВА

Антенна представляет собой устройство, предназначенное для излучения радиоволн на передающей стороне (передающая антенна) или для извлечения энергии из поля радиоволн на приемной стороне (приемная антенна). При этом любая передающая антенна при использовании ее в качестве приемной (и наоборот) сохраняет свои основные характеристики. По своей конструкции передающие и приемные антенны могут быть различными, но в радиолюбительской практике обычно одна и та же антенна используется и как передающая, и как приемная.

8-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Всякое тело, по которому текут переменные токи, излучает электромагнитные волны и, наоборот, во всяком теле падающая на него электромагнитная волна возбуждает переменные токи. Однако оба действия в сильной степени зависят от соотношения между размером антенны (например, ее длиной) и рабочей длиной волны. При этом хотя бы один из размеров антенны должен быть не очень мал по сравнению с длиной волны.

Современная радиоэлектронная аппаратура работает в диапазоне волн длиной от миллиметров до десятков тысяч метров, причем радиолюбители используют в своих опытах волны почти всех диапазонов, но главным образом волны в диапазоне от сантиметров до нескольких десятков метров. Конструктивные особенности антенн, а также их характеристики в значительной мере зависят от диапазона волн, в котором антенны должны работать. В качестве основных излучающих (принимающих) элементов любой антенны в большинстве случаев применяются симметричные или несимметричные вибраторы.

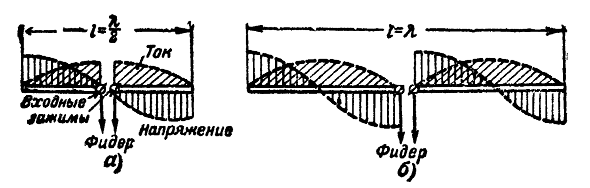


Рис. 8-1. Симметричный вибратор.

а — полуволновый; *б* — длиной в волну.

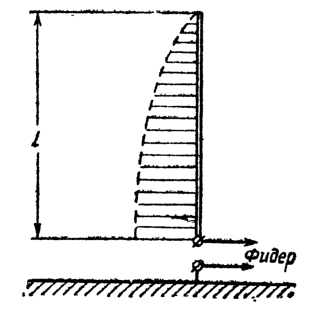


Рис. 8-2. Несимметричный вибратор.

Симметричный вибратор (рис. 8-1) состоит из двух проводников одинаковой длины, между которыми включена питающая линия — фидер, соединяющая антенну с передатчиком или приемником. Наиболее часто применяется симметричный вибратор длиной в половину длины волны ($l=\lambda/2$), называемый полуволновым (рис. 8-1, *а*). Вследствие отражения тока и напряжения у концов проводников антенн

(если только на концах не включены специальные нагрузочные элементы) вдоль проводников устанавливается стоячая волна тока и напряжения. Так, вдоль полуволнового вибратора «укладывается» полуволна тока и напряжения (рис. 8-1, *а*), а вдоль вибратора длиной в волну ($l=\lambda$) волна тока и напряжения (рис. 8-1, *б*). На концах ненагруженных проводников антенн всегда устанавливается узел тока (пучность напряжения).

Несимметричный вибратор (рис. 8-2) имеет один проводник, соединенный с передатчиком (приемником). Один из зажимов последнего соединяется с землей (противовесом).

8-2. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ (ХАРАКТЕРИСТИКИ) АНТЕНН

Передающие антенны

Сопротивление излучения антенны R_Σ (в омах) — показатель, имеющий размерность сопротивления и связывающий излучаемую мощность P_Σ (в ваттах) с током I_A (в амперах), протекающим через какое-либо сечение антенны:

$$R_\Sigma = \frac{P_\Sigma}{I_A^2}.$$

Так как токи и напряжения по длине антенны распределены неравномерно, то для определения величины R_Σ необходимо условиться, к какому току (в каком сечении антенны) относится величина излученной мощности. В большинстве случаев излученную мощность относят к квадрату максимальной амплитуды тока (в пучности тока) или к квадрату тока на входных зажимах антенны. В соответствии с этим различают сопротивление излучения в пучности и сопротивление излучения на входе антенны.

Величина R_Σ зависит от размеров антенны по сравнению с длиной волны, формы антенны и других факторов. Увеличение длины уединенного симметричного вибратора до $l=\lambda$ ведет к росту сопротивления излучения (рис. 8-3).

Следует помнить, что в общем случае сопротивление излучения имеет комплексный характер, т. е. наряду с активной составляющей R_Σ имеется реактивная составляющая X_Σ, например для тонкого полуволнового вибратора $R_\Sigma=73,1$ *ом*, а $X_\Sigma=+42,5$ *ом*. Реактивная составляющая сопротивления излучения имеется только в том случае, когда наряду с излучаемой мощностью около антенны образуется реактивная мощность, то «уходящая», то «возвращающаяся» к проводу. Эту часть мощности всегда стремятся свести к нулю, т. е. свести к нулю величину X_Σ, которая зависит от отношения диаметра провода антенны к ее длине, причем увеличение толщины вибратора приводит к уменьшению величины X_Σ.

Величина сопротивления излучения антенны (вибратора) изменяется при расположении ее вблизи других предметов, в том числе вблизи других вибраторов и земли.

Входное сопротивление антенны — отношение напряжения на зажимах антенны к протекающему через зажимы току. В общем случае это сопротивление, как и сопротивление излучения, имеет комплексный характер, т. е. активную составляющую $R_{вхА}$ и реактивную составляющую $X_{вхА}$. Антенна считается настроенной, когда реактивную часть входного сопротивления удается скомпенсировать либо изменением длины (толщины) антенны, либо включением в антенну добавочного реактивного сопротивления настройки $X_н=-X_{вхА}$.

Если длина антенны $l>\lambda/2$ (но не больше λ), то реактивное сопротивление имеет индуктивный характер, а если $l<\lambda/2$, то — емкостный характер. При этом увеличение (в определенных пределах) длины антенны за величину $\lambda/2$ ведет к росту индуктивной составляющей, а уменьшение ее длины — к росту емкостной составляющей. На коротких и ультракоротких волнах в качестве антенн широко применяются полуволновые вибраторы. Для их настройки достаточно укоротить вибратор на 5—8%, причем величина укорочения Δ (в процентах от $l=\lambda/2$) зависит от толщины (диаметра) вибратора *d* (рис. 8-4). На средних и длинных волнах основным типом антенны является несимметричный вибратор длиной *l*, меньшей и часто много меньшей $\lambda/2$. Для настройки таких антенн приходится включать переменные индуктивности (вариометры), компенсирующие $X_{вхА}$ емкостного характера.

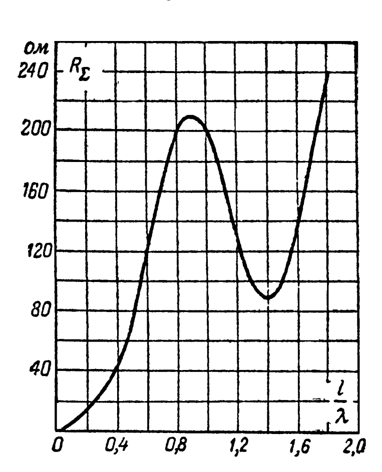


Рис. 8-3. Зависимость сопротивления излучения симметричного вибратора (по отношению к пучности тока) от относительной длины.

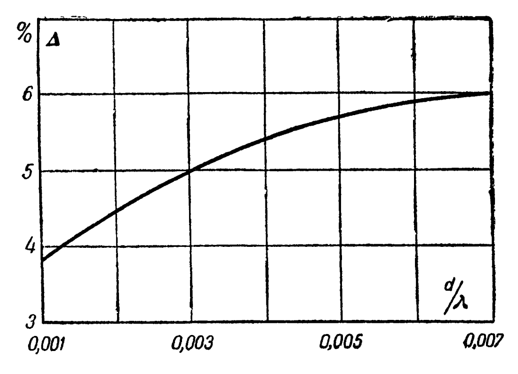


Рис. 8-4. Зависимость величины укорочения полуволнового вибратора от его толщины.

Полное активное сопротивление антенны R_A складывается из сопротивления излучения R_Σ и сопротивления потерь $R_п$, характеризующего затраты энергии в земле и системах заземления на нагрев проводов и изоляторов:

$$R_A = R_\Sigma + R_п.$$

Величина $R_п$ зависит от конструкции антенны и диапазона волн, в котором она используется. На длинных и средних волнах основными являются потери энергии в земле, меньшую роль играют потери на тепло в проводах и изоляторах. На волнах короче нескольких метров величиной $R_п$ часто пренебрегают.

Коэффициент полезного действия (к. п. д.) антенны η_A — отношение излучаемой мощности P_Σ к полной мощности, поступающей в антенну по фидеру от передатчика, которая превышает P_Σ на величину мощности потерь $P_п$:

$$\eta_A = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma + P_п} = \frac{I_A^2 R_\Sigma}{I_A^2 (R_\Sigma + R_п)} = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_п}.$$

В диапазоне длинных волн к. п. д. антенн обычно не превышает 40%, в диапазоне средних волн — 80%, в диапазоне коротких волн — 95%, а в диапазоне ультракоротких волн он близок к 100%.

Характеристика (диаграмма) направленности антенны — зависимость (математическая или соответствующая графическая) амплитуды излучаемых антенной сигналов от направления. Обычно направленное действие антенны оценивается с помощью кривых, изображающих характеристику направленности в двух основных плоскостях: горизонтальной и вертикальной (по отношению к земной поверхности). На рис. 8-5 дана для примера характеристика направленности одной из антенн, построенная в разных координатах: полярных и прямоугольных. Характеристика, построенная в полярных координатах (рис. 8-5, *а*), обладает наглядностью, но по ней трудно производить отсчеты углов. В этом отношении более удобны характеристики в прямоугольных координатах (рис. 8-5, *б*).

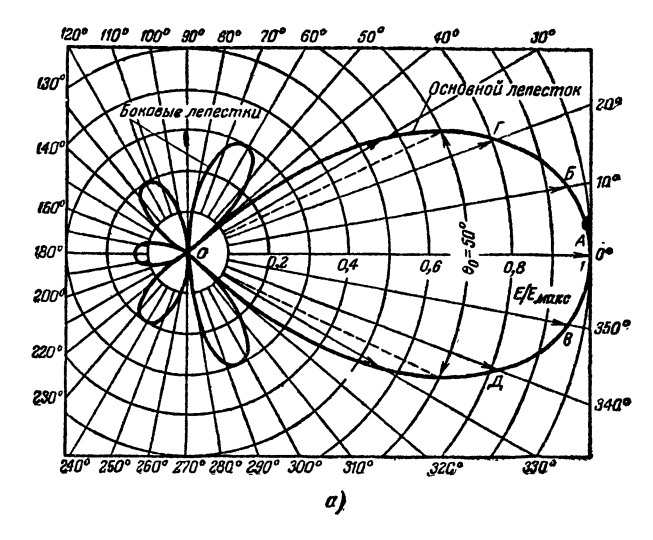
Направление максимальной интенсивности сигнала на характеристике совмещается с началом отсчета углов поворота антенны (с нулем отсчета). Обычно характеристики направленности нормируются, т. е. в направлении радиусов-векторов (*ОА*, *ОБ*, *ОВ* и т. д. на рис. 8-5, *а*) откладываются относительные величины интенсивности сигнала (по отношению к максимальному значению). Показателем интенсивности сигнала на характеристиках направленности может быть напряженность электрического поля или его мощность.

Лепесток характеристики направленности, соответствующий направлениям максимального излучения, называется основным, другие лепестки называются боковыми. Для удобства оценки направленных свойств антенны широко пользуются понятием ш и р и н ы х а р а к т е р и с т и к и н а п р а в л е н н о с т и п о п о л о в и н е м о щ н о с т и, подразумевая под ней угол θ_0, в пределах которого интенсивность сигнала (по мощности) не падает ниже 50% от максимальной. Если характеристика направленности построена по мощности поля, то ее ширину определяют на уровне 0,5 относительно максимума, а если она построена по напряженности поля, то ее ширину надо определять на уровне 0,707. Характеристика направленности, построенная на рис. 8-5, имеет ширину 50°.

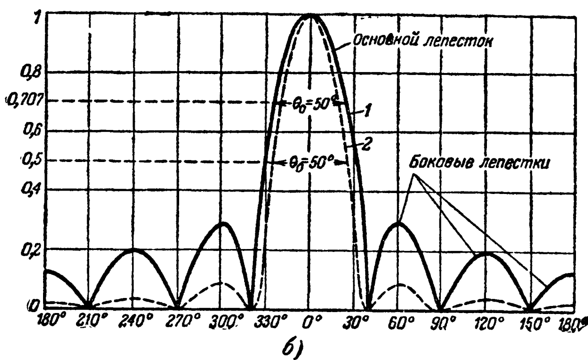
Коэффициент направленного действия (к. н. д.) антенны D — число, показывающее, во сколько раз нужно было бы увеличить мощность передатчика в случае использования ненаправленной антенны вместо данной направленной, чтобы интенсивность сигнала в точке приема осталась неизменной. Если известна ширина характеристики направленности антенны в горизонтальной (Φ_0) и вертикальной (θ_0) плоскостях, то к. н. д. может быть определен приближенно по формуле

$$D \approx \frac{22\,000}{\Phi_0 \theta_0}.$$

Например, если характеристика направленности антенны, представленная на рис. 8-5, имеет $\Phi_0 = \theta_0 = 50°$, то к. н. д. антенны $D = 8{,}8$.



а)



б)

Рис. 8-5. Характеристика направленности антенны.

а — в полярной системе координат; *б* — в прямоугольной системе координат (*1* — по напряженности поля; *2* — по мощности).

Часто значение к. н. д. дается в децибелах

$$D[дб] = 10 \lg D,$$

причем в этом случае к. н. д. обычно называется в ы и г р ы ш е м а н т е н н ы. Для предыдущего примера выигрыш антенны составляет около 9 *дб*.

Коэффициент усиления антенны G — произведение к. н. д. антенны на ее к. п. д. Величина G характеризует полный выигрыш по мощности, получаемый в результате применения данной антенны по сравнению с ненаправленной, так как эта характеристика учитывает наряду с направленным действием и мощность, бесполезно теряемую в антенне.

Волновое сопротивление антенны Z_{0A} — вспомогательный показатель, зависящий от линейных размеров

и формы антенны и помогающий определить ряд других ее характеристик. В общем случае этот показатель не имеет простого физического смысла, какой имеет, например, входное сопротивление антенны.

Для антенн в виде вертикальных несимметричных вибраторов величину Z_{0A} определяют по формуле

$$Z_{0A} = 60\left(\ln \frac{2l}{d} - 1\right),$$

где l — длина вибратора; d — диаметр провода.

В случае симметричного вибратора

$$Z_{0A} \approx 120\left(\ln \frac{2\lambda}{\pi d} - 0,577\right).$$

Например, при $d=2,5$ *см*$=0,025$ *м* волновое сопротивление полуволнового вибратора ($\lambda=5$ *м*) составляет около 500 *ом*, а при $d=6$ *см* — около 400 *ом*. Таким образом, увеличение толщины вибраторов антенн ведет к уменьшению их волнового сопротивления.

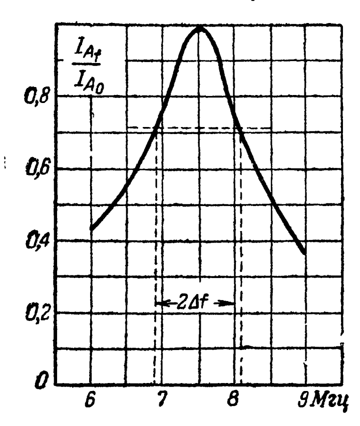


Рис. 8-6. Частотная характеристика антенны.

Диапазонность антенны — способность антенны излучать без искажения сигналы во всем рабочем диапазоне частот (при сохранении направленных свойств).

Любая антенна представляет собой своеобразный колебательный контур, в котором емкость и индуктивность не сосредоточены, а распределены вдоль проводов (поверхностей) антенны. Поэтому, как и каждая колебательная система, антенна обладает избирательностью. Для примера на рис. 8-6 представлена резонансная характеристика полуволнового вибратора длиной $l=20$ *м* ($\lambda=40$ *м*, резонансная частота $f_0=7,5$ *Мгц*) и толщиной $d=2,5$ *см* (волновое сопротивление $Z_{0A}\approx500$ *ом*). На уровне 0,707 от максимального значения I_{Af}/I_{A0} (где I_{Af} — амплитудное значение тока на резонансной частоте, а I_{A0} — то же на частоте, отличной от резонансной) определяется полоса пропускания частот антенны $2\Delta f$, которая в данном случае составляет 1,25 *Мгц*.

Подсчет полосы пропускания частот (в мегагерцах) для вибраторных антенн ведется по формуле

$$2\Delta f = 0,64\,\frac{f_0 R_{пА}}{Z_{0A}\frac{l}{\lambda}},$$

где $R_{пА}$ — полное сопротивление антенны, вычисленное относительно пучности тока.

Формула эта, в частности, показывает, что при прочих равных условиях уменьшение волнового сопротивления антенны (увеличение толщины вибраторов) ведет к увеличению диапазонности антенны, т. е. к расширению полосы пропускаемых частот. Это обстоятельство широко используется при выборе вибраторов для диапазонных антенн.

При необходимости иметь большую ширину полосы пропускания полуволнового вибратора применяют многоэлементные вибраторы (рис. 8-7), у которых сопротивление излучения

$$R_\Sigma = 73,1\,n^2,$$

где n — число элементов (вибраторов).

Наиболее часто применяется петлевой вибратор Пистолькорса ($n=2$, $R_\Sigma\approx290$ *ом*).

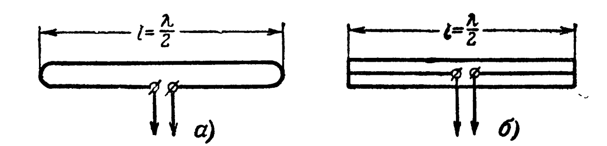


Рис. 8-7. Многоэлементные вибраторы.

а — петлевой вибратор Пистолькорса; *б* — тройной вибратор.

Различают широкополосные и диапазонные антенны. Широкополосные антенны, предназначенные для работы на одной несущей частоте, обеспечивают неискаженное излучение сигналов с достаточно широкой полосой, которая может достигать нескольких мегагерц (например, для приема телевидения на одном канале). Диапазонные антенны предназначаются для работы на нескольких несущих частотах при достаточной широкополосности на каждой частоте. Одиночный полуволновый вибратор, обладающий при большом диаметре провода сравнительно хорошей широкополосностью, может рассматриваться как широкополосная, а тройной вибратор как диапазонная антенна.

Приемные антенны

Если схема включения передатчика в антенну точно соответствует схеме включения приемника в антенну, то знание характеристик данной передающей антенны позволяет на основании принципа взаимности однозначно определить соответствующие показатели этой антенны, примененной в качестве приемной. Принцип взаимности состоит в том, что любая антенна при передаче и приеме сохраняет свои электрические свойства, если передатчик и приемник подключаются к одним и тем же зажимам антенны. Другими словами, характеристика направленности, полное входное сопротивление, волновое сопротивление, полоса пропускания частот и другие показатели данной передающей антенны остаются теми же, если ее применить в качестве приемной.

Важным параметром приемной антенны является ее действующая длина (высота) $l_д$, равная длине воображаемой антенны, которая «извлекает» из поля радиоволны одинаковую по сравнению с данной реальной антенной мощность, но в которой ток по всей длине равен действующему значению тока I в пучности реальной антенны (рис. 8-8). При этом площади под кривой тока, распределенного вдоль реальной антенны длиной l и вдоль воображаемой антенны длиной $l_д$, равны между собой. Для полуволнового вибратора $l_д=\lambda/\pi$, а для антенны небольшой (по сравнению с величиной λ) длины ($l\ll\lambda$) величина $l_д=l/2$.

При известном значении $l_д$ (в метрах) можно определить э. д. с. на зажимах приемной антенны E_A

(в вольтах), возникающую под действием электрического поля радиоволны напряженностью E_0 (в вольтах на метр) в направлении максимума приема:

$$E_А = E_0 l_д.$$

Понятие о действующей длине антенны удобно применять для антенн в виде несимметричных вибраторов малой длины (l не более $\lambda/4$), так как для «длинных» антенн применение понятия о действующей длине приводит к ошибкам, тем большим, чем больше размер l превышает величину $\lambda/4$. Для многовибраторных и других сложных антенн более удобно понятие об их действующей площади $A_д$, определяющей ту часть площади волны, с которой антенна «извлекает»

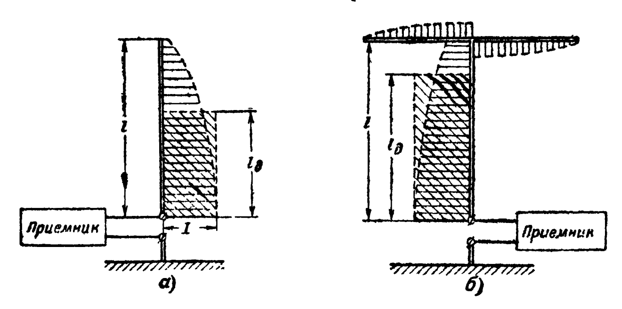


Рис. 8-8. К объяснению действующей длины антенны.
а — вертикальная антенна; *б* — вертикальная антенна с емкостной нагрузкой на вершине.

радиочастотную энергию. Понятие о действующей площади применимо и для одновибраторных антенн. Величина ее в направлении максимума приема может быть определена по формуле

$$A_д = \frac{30\pi l_д^2}{R_\Sigma}.$$

Например, для полуволнового вибратора на волне $\lambda=10$ *м* величина $A_д \approx 13$ *м²*.

Для сложных антенн величина $A_д$ связана с их геометрической площадью $S_А$ соотношением $A_д = k_А S_А$, где $k_А$ — коэффициент использования площади (для значительной части антенн $k_А = 0{,}7 \div 0{,}8$).

Если известен к. н. д. антенны D, то величину $A_д$ можно найти по формуле

$$A_д = \frac{D\lambda^2}{4\pi}.$$

Мощность сигналов на зажимах приемной антенны

$$P_А = \frac{E_0^2}{120\pi} A_д.$$

Например, полуволновый вибратор ($\lambda=10$ *м*), в месте расположения которого напряженность поля $E_0=15$ *мв/м*, «извлекает» из поля радиоволны мощность $P_А \approx 7{,}8$ *мквт*.

8-3. СОГЛАСОВАНИЕ АНТЕННЫ С ФИДЕРНОЙ ЛИНИЕЙ

Согласованием называется обеспечение в фидерной линии режима бегущей волны (см. стр. 34). поскольку в этом режиме линия отдает в антенну (или получает от нее) максимально возможную мощность. Вообще говоря, согласование необходимо выполнять как в месте сочленения антенны с фидером, так и в месте соединения фидера с выходом передатчика (входом приемника). Последнее обычно выполняется в процессе производства передатчиков (приемников).

Антенна является нагрузкой фидерной линии и в общем случае обладает комплексным входным сопротивлением, т. е. имеет определенные значения $R_{вх А}$ и $X_{вх А}$. Для согласования антенны с фидером необходимо, чтобы $R_{вх А} = Z_{0ф}$, а $X_{вх А} + X_н = 0$, где $Z_{0ф}$ — волновое сопротивление фидера, а $X_н$ — реактивное сопротивление добавочных органов настройки. Если антенна настроена, то согласование заключается в том, чтобы добиться равенства значений $R_{вх А}$ и $Z_{0ф}$.

8-4. ВЛИЯНИЕ ЗЕМЛИ НА РАБОТУ АНТЕНН

В большинстве случаев на работу антенн оказывает влияние земная поверхность, а также окружающие предметы. В зависимости от длины волны земля, которую можно рассматривать как проводник (на волнах длиннее 100 *м*) или как диэлектрик (на ультракоротких волнах), по-разному влияет на показатели антенн.

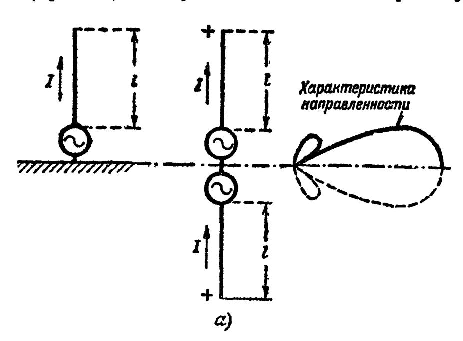
Особенно важно учитывать влияние земли на свойства несимметричных вибраторов, в работе которых земля участвует непосредственно, причем заземление антенны предусматривает хорошие проводящие свойства земли. В противном случае возникают значительные потери энергии. Поэтому иногда приходится искусственно увеличивать проводимость близлежащих к антенне участков земли, например, укладывая провода заземления или сооружая противовес, представляющий собой систему проводов, расположенных под антенной непосредственно у земли, но изолированных от нее.

Вообще говоря, от качества заземления в значительной мере зависит к. п. д. антенны. В случае ламповых приемников, в которых принятые сигналы претерпевают огромное усиление, и комнатных антенн заземление обычно не выполняется, а его роль играет емкость между проводом антенны и шасси приемника, батареями питания или электросетью, с которой сетевой приемник связан через трансформатор питания. Шасси, электросеть, батареи питания более или менее успешно функционируют как противовес.

Важно также учитывать влияние земли на характеристики направленности антенн и их сопротивление излучения. Это влияние учитывают путем построения «зеркальных изображений» вибраторов антенн, используя следующее правило: действие вибратора, расположенного над идеально проводящей плоской земной поверхностью, равно совместному действию в свободном пространстве (без земли) этого вибратора и его зеркального изображения с теми же размерами и источником питания, причем заряды в «зеркальном» вибраторе противоположны по знаку зарядам в действительном вибраторе (рис. 8-9). Вследствие этого направление тока в «зеркальном» вертикальном вибраторе совпадает, а в «зеркальном» горизонтальном вибраторе противоположно направлению тока в действительном вибраторе.

Таким образом, в случае заземленного вертикального вибратора (рис. 8-9, *а*) из-за синфазности излучения (приема) действительного и «зеркального» вибраторов в направлении поверхности земли имеет место максимум излучения (приема). В случае же горизонтально расположенного вибратора (рис. 8-9, *б*), его излучение (прием) противофазно излучению «зеркаль-

ного» вибратора и в направлении поверхности земли волны вибраторов взаимно компенсируют друг друга, т. е. излучение (прием) отсутствует, а максимум излучения (приема) направлен под некоторым углом α_0



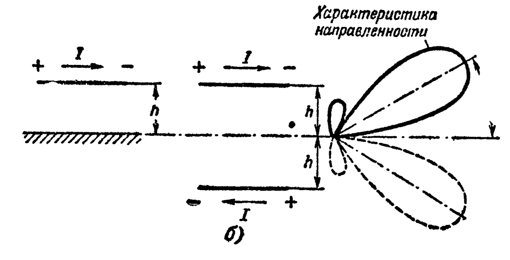


Рис. 8-9. К объяснению метода «зеркальных изображений».

а — случай вертикального вибратора, *б* — случай горизонтального вибратора.

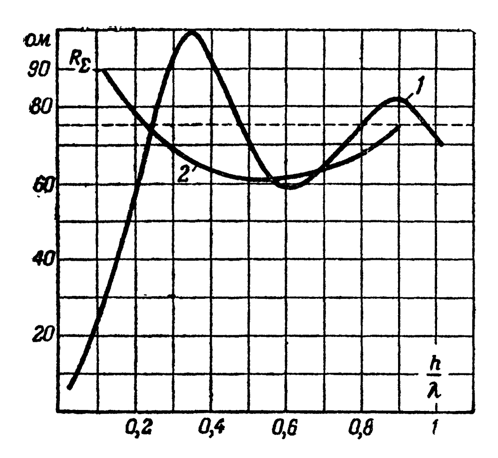


Рис 8-10. Влияние земли на сопротивление излучения полуволнового вибратора.

1 — горизонтальный вибратор; *2* — вертикальный вибратор.

к поверхности земли, зависящим от высоты подвеса антенны *h*.

В соответствии с характером влияния земли на характеристику направленности горизонтальные антенны обладают преимуществами при приеме сигналов на коротких волнах, так как отраженные от ионосферы радиоволны приходят под небольшим углом к горизонту.

Земля сильно влияет и на сопротивление излучения антенн, причем величина R_Σ изменяется в зависимости от высоты подвеса антенны *h*. На рис. 8-10 представлен график зависимости сопротивления излучения полуволнового вибратора от относительной высоты подвеса h/λ.

8-5. РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ ПРИЕМНЫЕ АНТЕННЫ

Применяемые в радиовещательном диапазоне средних и длинных волн приемные радиолюбительские антенны делятся на три основных вида: встроенные, комнатные и наружные.

В больших городах, с высоким уровнем индустриальных помех в дневное и вечернее время возможен прием только мощных, фактически местных радиостанций, создающих в черте города напряженность поля не менее 50—100 *мв/м*. Прием таких сигналов возможен как на встроенную в радиоприемник магнитную антенну, так и на комнатную антенну, представляющую собой кусок провода длиной в несколько метров, причем комнатная антенна длиной 3—5 *м*, как правило, более эффективна, чем встроенная антенна.

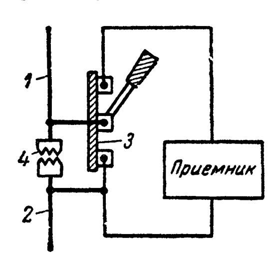


Рис. 8-11. Конструктивная схема грозового переключателя.

1 — провод антенны; *2* — провод заземления; *3* — рубильник; *4* — искровой промежуток.

В ночное время, когда прекращается движение транспорта и выключаются многочисленные электроустановки, уровень индустриальных помех резко снижается. Кроме того, улучшаются условия распространения средних волн. В эти часы поэтому возможен прием весьма удаленных средневолновых радиовещательных станций как на встроенные, так и на комнатные антенны. Особенно хорошие результаты при приеме в ночное время в городах, а в сельской местности и в дневное время (при малом уровне индустриальных помех) дает применение небольшой (по сравнению с длиной волны) наружной антенны, подвешенной к опорам (мачтам) на высоте 10—15 *м* над землей или 3—8 *м* над крышей. Длину горизонтальной части такой антенны при возможности желательно доводить до 20—30 *м*. На концах ее горизонтальной части обязательно ставятся изоляторы. Вертикальный провод (снижение антенн) должен проходить не ближе 0,5 *м* от стены дома или деревьев, а горизонтальная часть антенны должна быть расположена перпендикулярно к осветительным и трамвайным (троллейбусным) проводам. В помещение провод снижения вводят через проходной изолятор (фарфоровая втулка или резиновая трубка). Антенну лучше выполнять из медного провода или специального антенного канатика диаметром 1—2 *мм* (в крайнем случае можно пользоваться стальным проводом). Чтобы продлить срок службы антенны, оголенный провод целесообразно смазать машинным маслом.

В случае применения наружных антенн нужно о б я з а т е л ь н о выполнить заземление антенны и установить вблизи от места ввода снижения в помещение грозовой переключатель (рис. 8-11), с помощью которого антенна соединяется с землей на все время,

когда не пользуются приемником, а также в случае приближения грозы. Для отвода в землю накопившихся на антенне зарядов электростатического электричества (например, от сухого наэлектризованного снега) грозовой переключатель имеет искровой промежуток в виде двух зубчатых пластин с воздушным зазором около 0,5 *мм*. В этом случае заряд с незаземленной антенны с помощью образующегося в зазоре искрового разряда может уйти в землю.

В условиях города заземление можно сделать от водопроводной трубы. Использовать для этого трубы центрального отопления и особенно газопровода запрещается. При отсутствии водопровода делают обычное заземление. Для этого нужно зарыть в землю на глубину не менее 1,5—2 *м* оцинкованный металлический лист или вбить на глубину 2 *м* стальную оцинкованную трубу с припаянным проводом заземления толщиной не менее 5 *мм*.

Для некоторого (небольшого в условиях радиослушательского приема) снижения уровня помех применяют р а м о ч н у ю а н т е н н у, представляющую собой прямоугольную или круглую плоскую катушку из нескольких витков провода. Вследствие небольших размеров провода рамки по сравнению с длиной волны токи, протекающие в проводе рамки (если рассматривать ее как передающую), имеют одинаковые амплитуду и фазу, но поэтому в противоположных сторонах рамки направлены в разные стороны (рис. 8-12, *а*). Это обеспечивает в направлении оси рамки взаимную компенсацию полей, создаваемых противоположными ее сторонами, и вдоль своей оси рамка не излучает (не принимает) радиочастотную энергию. Наоборот, в плоскости рамки поля, создаваемые разными ее сторонами, из-за возникающей разности хода волны складываются с фазами, отличными от 180°, поэтому в этом направлении имеет место максимум излучения (приема). Характеристика направленности рамочной антенны представлена на рис. 8-12, *б*: в направлении оси рамки

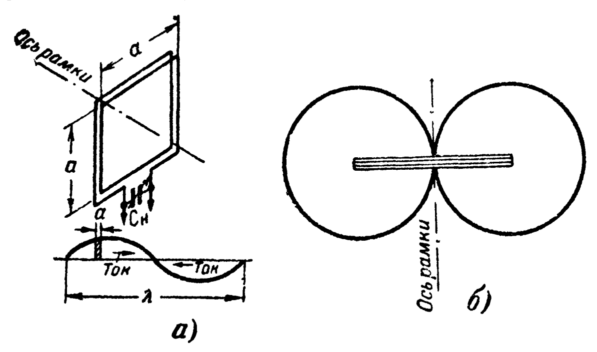


Рис. 8-12. Рамочная антенна.

а — конструктивная схема; *б* — характеристика направленности.

существует резкий минимум приема (ось рамки ориентируется в направлении источника помех), а в плоскости рамки — максимум приема, выраженный не ярко.

Действующая длина рамочной антенны на длинных и средних волнах обычно мала (сотые доли метра) и эффективность ее намного меньше вертикального провода той же длины, что и провод рамки. Поэтому в контур рамки включают конденсатор $C_н$ и в результате настройки антенны добротность контура может быть увеличена до 200—300, что равносильно увеличению во столько же раз действующей длины.

В качестве встроенных широко применяются м а г н и т н ы е (ферритовые) антенны, представляющие собой устройство в виде катушки провода, расположенной на стержневом сердечнике из высокочастотного магнитного материала (обычно феррита) с большой

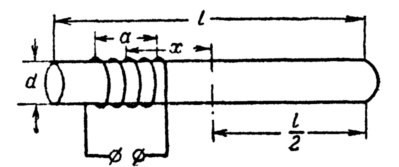


Рис. 8-13. Магнитная (ферритовая) антенна.

магнитной проницаемостью (рис. 8-13). Ферритовые антенны в принципе не отличаются от рамочных антенн и имеют одинаковую с ними характеристику направленности. Однако введение внутрь рамки (катушки) магнитного сердечника улучшает ее приемные свойства вследствие увеличения магнитного потока в ней. При этом действующая высота рамки увеличивается в десятки и даже сотни раз.

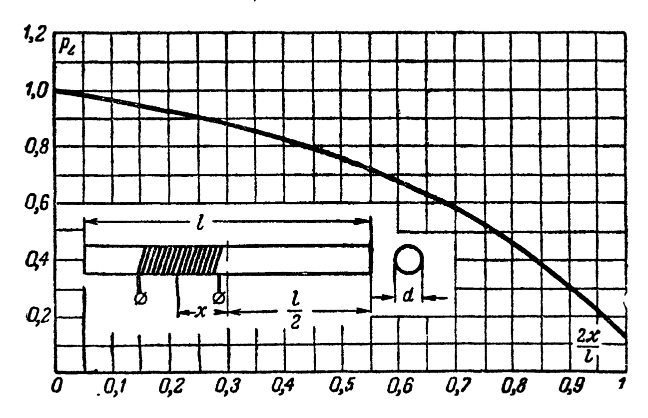


Рис. 8-14. Зависимость коэффициента *p* от расположения катушки на сердечнике.

Выбор марки феррита определяется назначением антенны и диапазонами частот. С укорочением длины волны необходимо выбирать материал сердечника антенны с меньшей магнитной проницаемостью. Если, например, на длинных волнах радиовещательного диапазона используются ферриты с магнитной проницаемостью $\mu = 2\,000 \div 1\,000$, а на средних волнах $\mu = 1\,000 \div 600$, то на коротких волнах $\mu = 400 \div 100$ и на ультракоротких волнах $\mu = 50 \div 10$.

Наряду с сердечником основным элементом магнитной антенны является многовитковая антенная (контурная) катушка, составляющая индуктивную ветвь входного контура приемника. Электрические свойства антенной катушки определяются ее индуктивностью *L* и добротностью *Q*. Следует подчеркнуть, что обе эти величины зависят от свойств сердечника, его магнитной проницаемости и величины магнитных потерь, а также от относительного взаимного расположения катушки и сердечника. Чем дальше, например, отодвинута от центра стержня катушка, тем меньше ее индуктивность.

Этим эффектом часто пользуются при регулировке индуктивности антенной катушки, но при этом следует иметь в виду, что при значительном удалении от центра стержня индуктивность катушки, увеличенная в де-

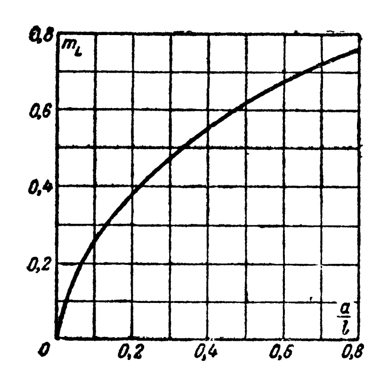


Рис. 8-15. Зависимость коэффициента m_L от соотношения между длиной катушки и сердечника.

сятки и сотни раз ферритовым сердечником, может значительно уменьшиться. На рис. 8-14 представлена зависимость коэффициента p_L, характеризующего степень ослабления индуктивности катушки от удаления x центра катушки от центра стержня.

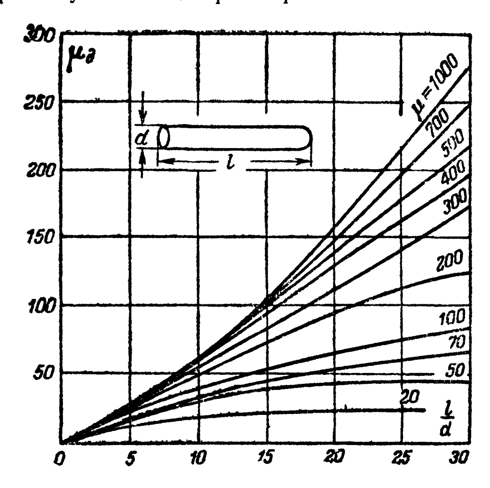


Рис. 8-16. Зависимость действующей магнитной проницаемости $\mu_д$ от размеров сердечника магнитной антенны.

Во многих случаях требуется знать индуктивность L (в микрогенри) катушки. Для этого удобно пользоваться следующей формулой:

$$L = w_к^2 d_к m_L \, p_L \, \phi_к q_к \mu_д \cdot 10^{-3},$$

где $w_к$ — число витков катушки;

$d_к$ — диаметр катушки, *см*;

$\phi_к$ — коэффициент, зависящий от отношения диаметра катушки $d_к$ к ее длине a; при $a/d_к$ больше 0,25 или меньше 1,3 $\phi_к = 1 + 6\frac{d_к}{a}$;

m_L — коэффициент, определяемый по графику на рис. 8-15;

$q_к$ — отношение квадратов диаметра d сердечника к диаметру $d_к$ катушки;

$\mu_д$ — действующее значение магнитной проницаемости сердечника, зависящее от тороидальной проницаемости его материала μ и размеров (рис. 8-16).

8-6. АНТЕННЫ КОРОТКИХ ВОЛН

Основными требованиями, которые предъявляются к антеннам коротких волн, в том числе и радиолюбительским, являются их диапазонность и во многих случаях направленность. Из-за изменчивости условий распространения этих волн в ионосфере требуется несколько раз в сутки переходить с одной волны на другую без существенных перестроек в антенно-фидерном тракте. Поэтому наряду с обычными настроенными антеннами (полуволновый горизонтальный и четвертьволновый вертикальный вибраторы) применяются специальные диапазонные антенны.

Диполь Надененко

Эта антенна представляет собой симметричный вибратор большого диаметра, составленный из проводов, расположенных по образующим цилиндра (рис. 8-17, *а*). Высота подвеса антенны должна быть по-возможности не меньше $\lambda_{макс}/4$, где $\lambda_{макс}$ — самая длинная волна диапазона. Диапазонность такой антенны достигается уменьшением ее волнового сопротивления путем увеличения диаметра диполя, составляющего в радиолюбительских конструкциях 0,4—0,6 *м*. При шести — восьми проводах волновое сопротивление диполя получается таким же, как у сплошного цилиндра.

Волновое сопротивление диполя Надененко в 2—3 раза меньше волнового сопротивления симметричного вибратора, составленного из одиночного провода. Это и обеспечивает удовлетворительную работу антенны в диапазоне волн $4l > \lambda > 1{,}56l$, например при длине ви-

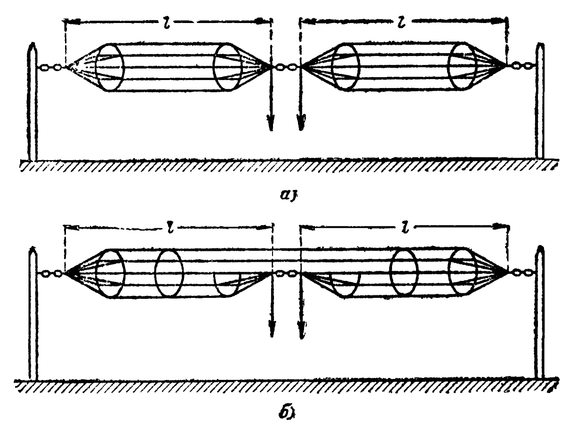


Рис. 8-17. Диполь Надененко.

а — обычный тип; *б* — с шунтовым питанием

братора $l=10$ *м* обеспечивается вполне удовлетворительная работа в 20- и 40-метровых радиолюбительских диапазонах.

Лучшие результаты дает применение диполя Надененко с шунтовым питанием. Конструкция такой антенны для работы на всех коротковолновых диапазонах (10—80 *м*) представлена на рис. 8-17, *б*. Длина диполя $2l=12$ *м*. Антенна хорошо согласуется при помощи кабеля КАТВ (волновое сопротивление 300 *ом*). Диполь, длиной $2l=12$ *м*, состоит из восьми проводов с расстоянием между ними 40—42 *мм*. Чтобы сохранить расстояние между проводами постоянным, желательно через каждые 1,5 *м* ставить изоляционные распорки из керамики, органического стекла, полистирола или фторопласта (применение гетинакса или текстолита ведет к значительному росту потерь).

Наклонная шлейфовая антенна

Эта антенна (рис. 8-18) похожа на шлейф-вибратор Пистолькорса. Включение в ее верхнее плечо резистора *R* придает антенне апериодические свойства, увеличивая диапазонность.

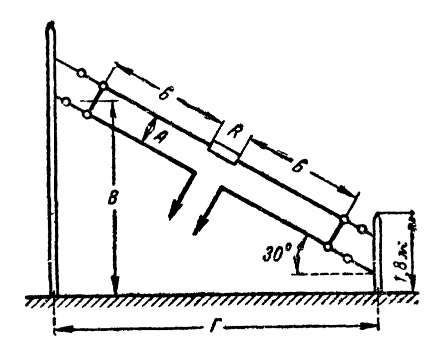


Рис. 8-18. Наклонная шлейфовая антенна.

Антенна хорошо излучает (принимает) как под малыми, так и под большими углами к горизонту (в горизонтальной плоскости характеристика направленности почти круговая). Для нормальной работы антенны необходимо выдержать угол 30° между проводами (диаметром 2—3 *мм*) антенны и поверхностью земли.

Размеры антенны можно подсчитать по формулам:

$$A=\frac{3000}{f_н};\ Б=\frac{50\,000}{f_н},$$

где A — расстояние между проводами антенны, *м*;
$Б$ — длина плеча антенны, *м*;
$f_н$ — самая низшая рабочая частота, *кгц*.

Сопротивление резистора *R* в значительной мере определяется волновым сопротивлением фидера. Например, если $Z_{0ф}=300$ *ом*, то $R=390$ *ом*, если $Z_{0ф}=450$ *ом*, то $R=500$ *ом*, если $Z_{0ф}=600$ *ом*, то $R=650$ *ом*. Хорошие результаты получаются при питании антенны через кабель КАТВ с $Z_{0ф}=300$ *ом*.

В диапазоне частот 7—35 *Мгц* рекомендуются следующие данные антенны: $A=46$ *см*, $Б=7,15$ *м*, $B=9,75$ *м* и $Г=1,34$ *м* При этом антенна удовлетворительно работает и в 80-метровом диапазоне.

Многовибраторные антенны

В качестве настроенных направленных антенн широко применяются многовибраторные синфазные антенны, составленные из ряда полуволновых вибраторов, расположенных в одной плоскости на определенном расстоянии друг от друга.

Принцип работы любой антенны направленного действия состоит в том, что электромагнитные волны, излучаемые в разных направлениях отдельными ее участками или элементами, например вибраторами, складываются (интерферируют) с различными фазами в различных точках пространства. При этом в одних направлениях, где поля отдельных элементов складываются с одинаковыми фазами, имеет место усиление результирующего поля, в других же направлениях, где сложение происходит с существенно различными фазами, результирующее поле ослабляется.

Чтобы фазы полей, создаваемых отдельными участками или элементами антенны, были существенно различны в направлениях, отличных от главного направления излучения (приема), расстояния между этими элементами должны быть достаточно большими в сравнении с длиной волны и число элементов должно быть также большим. Таким образом, увеличение числа вибраторов приводит к увеличению направленности антенны. Все это затрудняет получение высокой направленности антенн на коротких и более длинных волнах.

Направленные антенны могут быть выполнены в виде ряда вибраторов, каждый из которых получает питание от передатчика или каждый передает по фидерам в приемник принятую радиочастотную энергию. Говорят, что такие антенны состоят из активных вибраторов. Другие антенны наряду с активными имеют вибраторы, не связанные непосредственно (с помощью фидеров) с передатчиком или приемником. Такие вибраторы, называемые пассивными, принимают радиочастотную энергию и переизлучают ее в окружающее пространство, участвуя таким образом в формировании характеристики направленности антенны.

Если все вибраторы питаются синфазно, то максимум излучения (приема) лежит в направлении, перпендикулярном решетке вибраторов. Для создания однонаправленного действия позади решетки на расстоянии $\lambda/4$ размещают рефлектор в виде подобной решетки вибраторов (активных или пассивных).

Если же питание вибраторов осуществляется с запаздыванием по фазе на 90° (от вибратора к вибратору) и они расположены друг от друга на расстоянии около $\lambda/4$, то направление максимального излучения (приема) антенны совпадает с плоскостью, в которой расположены вибраторы. Часто в подобных антеннах, называемых директорными или антеннами типа волновой канал, активным является только один вибратор, остальные же питания не получают, т. е. являются пассивными (рис. 8-19, *а*). Для получения нужной фазировки необходимо точно подобрать длину пассивных вибраторов. На коротких волнах такая антенна обычно имеет только два пассивных вибратора, один из которых (короче активного) называется директором, т. е. направляющим вибратором, а другой (длиннее активного) — рефлектором, т. е. отражающим вибратором. В направлении от рефлектора на директор совместное излучение (прием) вибраторов оказывается синфазным; в этом направлении получается максимум излучения (приема) антенны.

Коэффициент направленного действия антенны можно определить ориентировочно по формуле

$$D\approx5(n+1),$$

где n — число директоров (при одном рефлекторе).

Пассивные вибраторы антенны можно крепить непосредственно к металлическому стержню (это не приводит к нарушению распределения тока вдоль вибраторов или к потерям энергии). Для точной настройки вибраторы выполняются с переменной (регулируемой) длиной (рис. 8-19, *б*). Элементы опоры антенны, а также активный вибратор шунтового питания тоже можно непосредственно прикреплять к стержню. Обычный же симметричный вибратор должен крепиться через изоляторы.

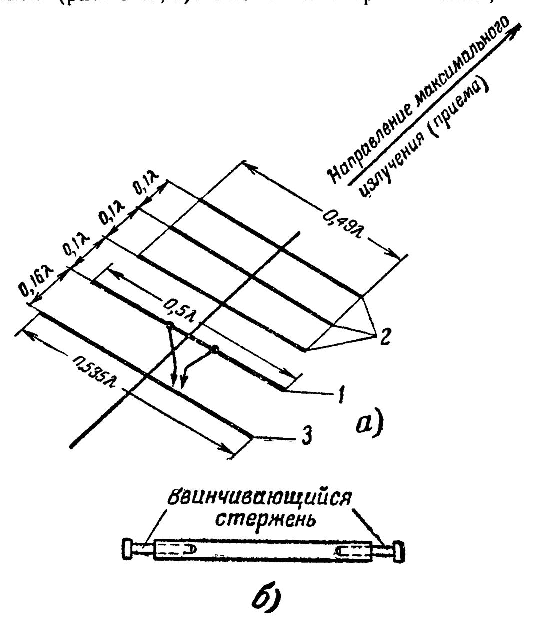


Рис. 8-19. Антенна «волновой канал».

а — схема антенны (*1* — активный вибратор; *2* — директоры; *3* — рефлектор); *б* — эскиз пассивного вибратора переменной длины.

Сопротивление излучения антенны резко уменьшается при увеличении числа вибраторов, поэтому для получения достаточной широкополосности в качестве активного вибратора часто применяют петлевой вибратор Пистолькорса.

Согласование антенн

В ряде случаев на коротких и ультракоротких волнах удается провести согласование путем непосредственного подбора волнового сопротивления фидера ($Z_{0ф}=R_{вх А}$). При этом отпадает необходимость включения дополнительных элементов согласования

Согласование с помощью четвертьволнового трансформатора. Двухпроводная линия длиной $\lambda/4$ является трансформатором сопротивления: если на одном ее конце включить сопротивление $R_{вх А}$, то на другом конце сопротивление оказывается равным

$$\frac{Z_{0тр}^2}{R_{вх А}},$$

где $Z_{0 тр}$ — волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора.

Таким образом, если имеется антенна и фидер, причем $R_{вх А} \neq Z_{0ф}$, то для согласования их необходимо включить четвертьволновый трансформатор (рис. 8-20), обладающий волновым сопротивлением $Z_{0тр}=\sqrt{R_{вх А}\, Z_{0ф}}$.

Согласование с помощью шунтового питания полуволновых вибраторов. Изменение точки присоединения фидера к вибратору ведет к изменению его входного сопротивления, причем

$$R_{вх А}=\frac{Z_{0А}^2}{73,1}\sin^2\frac{2\pi}{\lambda}x,$$

где $Z_{0А}$ — волновое сопротивление антенны (вибратора);

x — расстояние от центра вибратора до точки присоединения (рис. 8-21, *а*).

Согласование с помощью индуктивного или емкостного шунта. Сопротивление фидера при отсутствии режима бегущей волны меняется по его длине в широких пределах как по величине, так и по знаку. Поэтому можно всегда найти сечение фидера, в котором активная составляющая входного сопротивления антенны равна волновому сопротивлению фидера, но при этом имеется и реактивная составляющая определенной величины. Для компенсации последней необходимо в данном сечении фидера включить реактивное сопротивление той же величины, но противоположное по знаку. Например, если входное сопротивление имеет индуктивный характер реактивной составляющей, то необходимо включить шунт в виде емкости ($X_C=X_L$).

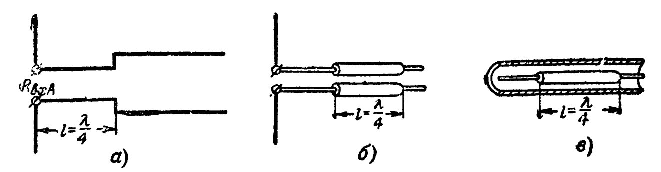


Рис. 8-20. Согласование антенны и фидера с помощью четвертьволнового трансформатора.

а — схема включения; *б* — конструктивное выполнение в случае открытой линии; *в* — то же в случае коаксиального кабеля.

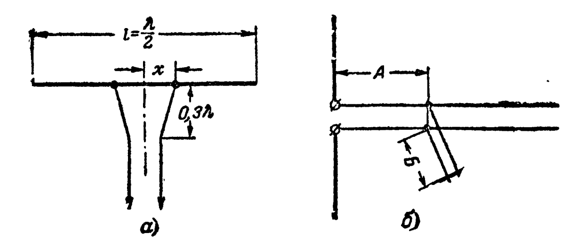


Рис. 8-21. Схемы шунтового согласования.

а — шунтовое питание полуволнового вибратора; *б* — согласующий шунт в виде короткозамкнутого отрезка линии.

В качестве компенсирующих шунтов применяют катушки индуктивности и конденсаторы, а также отрезки короткозамкнутых двухпроводных линий (шлейфов), изменение длины которых позволяет получить необходимую индуктивность или емкость (рис. 8-21, *б*). Размеры *А* и *Б* шлейфа рассчитываются в зависимости от требований к согласованию антенны с фидером.

8-7. АНТЕННЫ УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

Широкое применение ультракоротких волн в радиовещании, телевидении, радиолокации, радиоуправлении, космической радиосвязи и др. привело к созданию разнообразных по принципу действия и устройству антенн. Ряд участков этого диапазона выделен для радиолюбителей (144—146, 420—435, 1 200 *Мгц*). Приемные и передающие антенны, применяемые в этих трех поддиапазонах частот (особенно в поддиапазоне 1 200 *Мгц*), могут значительно отличаться от тех антенн, которые применяются в диапазоне коротких волн.

Небольшая длина волн позволяет создать в ультракоротковолновом диапазоне высоконаправленные антенны при сравнительно небольших размерах, что особенно важно при создании антенн приемников для «охоты на лис». Но, кроме требования направленности, к ультракоротковолновым антеннам, как правило, предъявляется и требование диапазонности.

В диапазоне ультракоротких волн применяются различные виды симметричных и несимметричных вибраторов, многовибраторные антенны (в том числе антенны «волновой канал») и антенны с направляющими поверхностями, предназначенными для увеличения направленного действия первичного источника излучения (приема) и преобразования фронта волны первичного источника, с целью получения специальной формы характеристики направленности. К последним относятся антенны с параболическим рефлектором, линзовые, рупорные и диэлектрические антенны, а также антенны поверхностных волн. Кроме того, на сантиметровых, а иногда и на более длинных волнах все большее применение находят щелевые антенны, которые в определенной степени эквивалентны вибраторным антеннам.

Антенны метровых волн

В качестве радиолюбительской антенны широко применяется полуволновый вибратор, выполненный из сравнительно толстых дюралюминиевых трубок для получения широкополосности. С этой же целью применяется и петлевой вибратор Пистолькорса.

Из направленных антенн наиболее широкое применение нашли антенны «волновой канал». На рис. 8-22 представлены возможные, наиболее часто применяющиеся схемы расположения вибраторов, а в табл. 8-1 приведены размеры антенн, применяющихся в телевидении (1—12-й каналы) и в радиолюбительских диапазонах 144—146 и 420—435 *Мгц*.

В этой таблице нет данных для антенн «волновой канал» диапазона 1 200 *Мгц*. Применение таких антенн

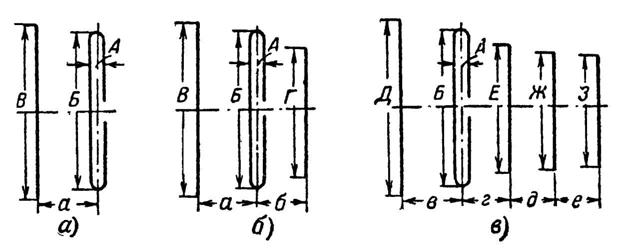


Рис. 8-22. Схемы расположения вибраторов антенн «волновой канал».

а — антенна без директора; *б* — антенна с одним директором; *в* — антенна с тремя директорами.

в этом диапазоне нежелательно, поскольку трудности настройки и согласования на столь короткой волне существенно усложняют изготовление и применение подобной антенны. В этом диапазоне более эффективны другие антенны.

При изготовлении антенн «волновой канал» для применения их в приемниках «охоты на лис» активные вибраторы, рефлекторы и директоры желательно выполнять гибкими (их можно выполнить из плоской стальной ленты), поскольку жесткие вибраторы затрудняют движение в густом лесу, резко снижая скорость перемещения, а значит, и вероятность успешного обнаружения «лисы».

В случае применения фидера в виде симметричной двухпроводной линии активный вибратор можно соединять с линией непосредственно. Однако в качестве

Таблица 8-1

Геометрические размеры антенн «волновой канал»

Каналы	Размеры, *мм*													
	А	*Б*	*В*	*Г*	*Д*	*Е*	*Ж*	*З*	*а*	*б*	*в*	*г*	*д*	*е*
Радиолюбительские														
144—146 *Мгц*	17	970	—	—	1 010	920	915	—	—	—	405	405	405	—
420—435 *Мгц*	7	320	—	—	333	307	305	—	—	—	133	133	133	—
Телевизионные														
1	70	2 760	3 350	2 340	3 130	2 510	2 490	2 430	900	600	1 200	730	700	740
2	70	2 340	2 840	2 000	2 650	2 130	2 100	2 060	760	510	1 030	620	590	625
3	70	1 790	2 200	1 550	2 060	1 650	1 630	1 600	590	395	790	480	460	485
4	70	1 620	2 000	1 400	1 870	1 500	1 486	1 450	535	355	720	435	420	440
5	70	1 510	1 830	1 290	1 710	1 370	1 360	1 330	490	330	660	400	380	400
6	120	710	845	690	845	690	690	690	320	270	320	270	400	400
7—8	120	670	800	660	800	660	660	660	305	255	305	255	375	375
9—10	120	610	730	595	730	595	595	595	275	230	279	230	345	345
11—12	120	565	675	550	675	550	550	550	255	215	255	215	320	320

фидера на метровых и дециметровых волнах преимущественно используется коаксиальный кабель, не являющийся симметричной линией, так как его внешний проводник заземлен. Поэтому ток I_1 (рис. 8-23) идет не только в плечо *1* вибратора, но и проходит по внешней поверхности оболочки кабеля. Между поверхностью кабеля и плечом *2* вибратора возникают токи смещения (замыкающие токи проводимости), текущие по оболочке кабеля и в плече *2* вибратора через емкости $C_в$. В результате токи в плечах *1* и *2* вибратора получаются не одинаковыми, что приводит к искажению характеристики направленности и снижению к. п. д. антенны. В этом случае применяют симметрирующие устройства.

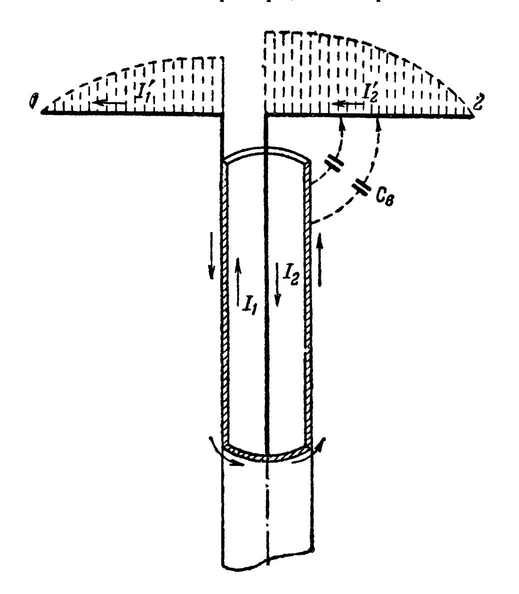


Рис. 8-23 Влияние несимметричного коаксиального кабеля на питание симметричного вибратора.

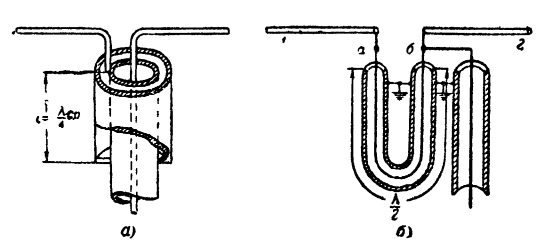


Рис. 8-24. Способы симметрирования при использовании коаксиального кабеля.

а — схема четвертьволнового стакана; *б* — схема U-колена.

Симметрирующие устройства. Симметрирование при питании симметричных вибраторов через коаксиальные кабели можно осуществить несколькими способами. Принципиально наиболее простым способом является применение четвертьволнового стакана, представляющего собой четвертьволновую короткозамкнутую линию (рис. 8-24, *а*), входное сопротивление которой равно бесконечности. Длина цилиндра берется равной четверти средней длины волны рабочего диапазона.

Практически симметрирование легче выполнить с помощью схемы U-колена, в которой путь тока от внутренней жилы кабеля до одного из плеч симметричного вибратора (плечо *1* на рис. 8-24, *б*) вследствие подключения дополнительного отрезка коаксиального кабеля длиной, равной половине длины волны в кабеле, оказывается на полволны длиннее пути тока до второго плеча вибратора. Поэтому на линии длиной в полволны фаза изменяется на 180° и токи в точках *а* и *б* имеют одинаковые амплитуды, но противоположные фазы, что и нужно для симметричного возбуждения. Так как оболочка кабеля при таком питании не соединена с плечами вибратора, то ответвления тока на внешнюю поверхность не происходит.

При симметрировании по схеме U-колена может быть нарушено согласование фидера с антенной. Действительно, полуволновый вибратор можно условно представить в виде сопротивления $R_{вх\,А}$ с заземленной средней точкой (рис. 8-25) и тогда ко входу кабеля параллельно подсоединяются два сопротивления: сопротивление $R_{вх\,А}/2$ антенны (в точках *а* — *б*) и сопротивление полуволновой линии, замкнутой на дальнем конце (в точках *б* — *в*) на сопротивление $R_{вх\,А}/2$ антенны. Между внутренней жилой кабеля и его оболочкой оказываются подключенными параллельно два сопротивления $R_{вх\,А}/2$, так как полуволновая линия трансформирует сопротивление с одного конца на другой без изменений. В результате кабель нагружен на сопротивление $R_{вх\,А}/4$. Для обычного полуволнового вибратора, например, это дает всего 73,1/4≈18 *ом*, а для петлевого вибратора 290/4≈72 *ом*. Если для фидера применить кабель с $Z_{0ф}=75$ *ом*, то в первом случае придется выполнить согласование его с антенной.

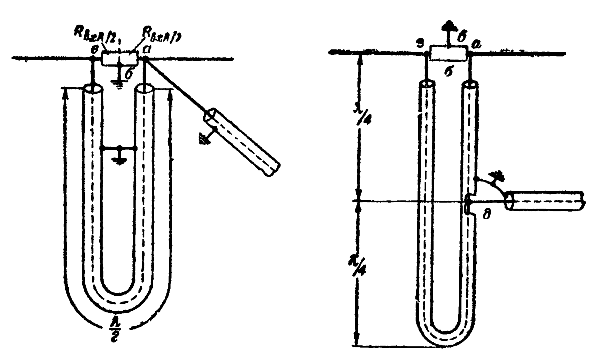


Рис. 8-25. Входное сопротивление U-колена с полуволновым вибратором.

Рис. 8-26. Применение схемы U-колена с включением четвертьволновых трансформаторов.

Для этого U-колено удлиняют на λ/4 с каждой стороны (рис. 8-26), т. е. к вибратору присоединяют четвертьволновые трансформаторы. В этом случае к питающему фидеру в точках *г*—*д* оказываются подключенными параллельно два сопротивления, трансформированные четвертьволновыми участками до величины $\frac{Z_{0тр}^2}{R_{вх\,А}/2}$ каждое, где $Z_{0тр}$ — волновое сопротивление

U-колена. Общее сопротивление в точках *г—д* будет $\frac{Z_{0тр}^2}{R_{вхА}}$. Для выполнения условий согласования оно должно быть равно волновому сопротивлению фидера $Z_{0ф}$, т. е. $Z_{0ф}=Z_{0тр}^2/R_{вхА}$ и $Z_{0тр}=\sqrt{R_{вхА}Z_{0ф}}$.

Пусть, например, требуется определить параметры симметрирующего U-колена в случае питания полуволнового вибратора через коаксиальный кабель с $Z_{0ф}=75$ *ом*. Используем для этого схему U-колена с четвертьволновыми трансформаторами. Волновое сопротивление отрезка кабеля U-колена должно быть $Z_{0тр}=\sqrt{73{,}1\cdot 75}\approx 74$ *ом*. Таким образом, U-колено можно выполнить из того же кабеля, который применяется в качестве фидера.

При определении длины U-колена необходимо учитывать эффект «укорочения» длины волны в кабеле, заполненном диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью ε, а именно:

$$\lambda_ф=\frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon}},$$

где λ — длина волны в воздухе.

Таким образом, длина U-колена берется равной $\lambda_ф/2$.

При расчете симметрирующих и согласующих устройств антенн «волновой канал» необходимо знать величину $R_{вх\,А}$, которая в зависимости от общего числа вибраторов антенны может быть приближенно определена из графика на рис. 8-27.

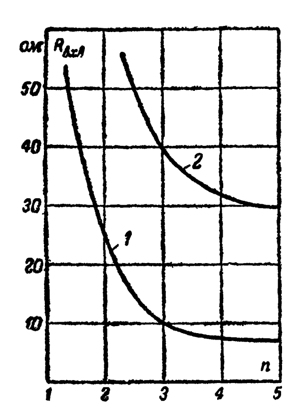


Рис. 8-27. Зависимость входного сопротивления антенны «волновой канал» от общего числа *n* вибраторов.

1 — для одиночного активного вибратора; *2* — для петлевого вибратора.

Приемные телевизионные антенны

К приемным телевизионным антеннам предъявляются следующие основные требования.

1. Антенна должна обладать полосой пропускания, достаточной для того, чтобы телевизионный сигнал черно-белого телевидения, занимающий полосу частот около 8 *Мгц*, передавался антенной на вход приемника без заметных искажений. Для приема цветного телевидения полоса пропускания должна быть значительно шире.

2. Антенна должна быть хорошо согласована с кабелем питания. Отсутствие согласования может повести к появлению повторных изображений на экране телевизора и уменьшению амплитуды принимаемых сигналов.

3. Схема соединения антенны с кабелем питания должна быть симметрирована.

4. Антенна, предназначенная для приема на больших расстояниях от телевизионного центра, должна иметь достаточно большой коэффициент усиления.

Резонансная длина вибратора может быть рассчитана по формуле

$$l=\frac{\lambda_{ср}}{2}\left(1-\frac{\Delta\%}{100}\right),$$

где $\lambda_{ср}$ — длина волны, соответствующая средней частоте телевизионного канала (берется из табл. 8-2);

Δ — коэффициент укорочения (в процентах, определяется по графику на рис. 8-4).

Таблица 8-2

Значения средней длины волны телевизионных каналов и размеры отрезков кабелей симметрирующих устройств

Канал	Длина волны и отрезков кабелей, *м*				
	$\lambda_{ср}$	$l_{тр1}$	$l_{тр2}$	l_1	l_2
1	5,72	1,2	0,95	2,85	0,95
2	4,84	1	0,8	2,1	0,8
3	3,75	0,78	0,62	1,86	0,62
4	3,41	0,7	0,56	1,68	0,56
5	3,13	0,65	0,515	1,545	0,515
6	1,68	0,35	0,28	0,84	0,28
7	1,61	0,33	0,26	0,78	0,26
8	1,54	0,33	0,26	0,78	0,26
9	1,48	0,3	0,24	0,72	0,24
10	1,42	0,3	0,24	0,72	0,24
11	1,37	0,28	0,225	0,675	0,225
12	1,32	0,28	0,225	0,675	0,225

Чтобы получить необходимую полосу пропускания, диаметр трубок вибраторов должен быть не меньше 8 *мм*. Если вибратор изготавливается из металлической полосы, то под его «диаметром», который нужно знать для определения коэффициента укорочения, следует понимать половину ширины этой полосы. Подключение полуволнового вибратора к симметричному 300-омному входу приемника можно выполнить симметричным ленточным кабелем типа КАТВ. Соединение кабеля с вибратором производится через симметричный согласующий четвертьволновый трансформатор, который может быть выполнен либо из того же кабеля КАТВ (рис. 8-28, *а*), либо из двух отрезков коаксиального кабеля, имеющего волновое сопротивление $Z_{0ф}=75$ *ом* (рис. 8-28, *б*). Необходимая для этого длина кабеля $l_{тр1}$ или $l_{тр2}$ указана в табл. 8-2.

Подключать полуволновый вибратор к 75-омному несимметричному входу приемника лучше всего коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75 *ом*. Кабель должен быть соединен с вибратором либо через четвертьволновый симметрирующий мостик (рис. 8-29), либо при помощи симметрирующего U-колена, подключенного к вибратору через симметричный четвертьволновый трансформатор (рис. 8-30). Необходимую для этого длину отрезков кабеля l_1 и l_2 можно взять из табл. 8-2 (длина их указана для кабелей с коэффициентом укорочения $1/\sqrt{\varepsilon}=0{,}66$).

Резонансная длина *l* петлевого вибратора определяется по той же формуле, что и для линейного вибратора. Эквивалентный диаметр вибратора

$$d_п=\sqrt{2dA},$$

где *d* — диаметр трубки;

A — расстояние между осями трубок (см. рис 8-22);

Определив $d_п$, можно вычислить отношение $d_п/\lambda_{ср}$ и по графику на рис. 8-4 найти коэффициент укорочения вибратора.

Многопрограммная контурно-щелевая антенна с рефлектором на каналы 6—12. Активный элемент такой антенны (рис. 8-31) представляет собой прямоугольную рамку размерами примерно $0{,}5\lambda_{ср}\times0{,}2\lambda_{ср}$. Кабель питания подключается к серединам длинных сторон рамки через специальное трансформирующее устройство, выполненное в виде прямоугольной рамки, состоящей из трех горизонтальных и двух вертикальных проводников. Такая антенна может быть выполнена из трубок диаметром 14—20 *мм* или уголков. Рефлектор крепится непосредственно на мачте (металлической или деревянной), а активный элемент прикрепляется к той же мачте при помощи отходящих от нее двух стрел.

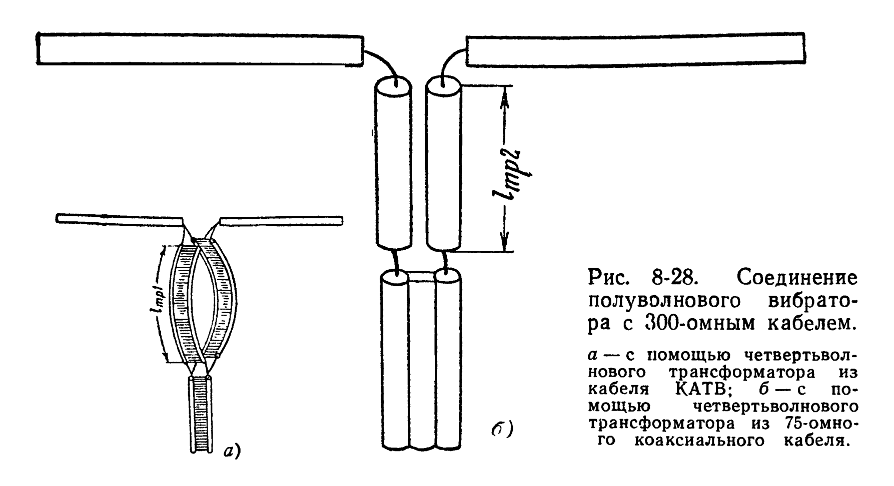


Рис. 8-28. Соединение полуволнового вибратора с 300-омным кабелем.

а — с помощью четвертьволнового трансформатора из кабеля КАТВ; *б* — с помощью четвертьволнового трансформатора из 75-омного коаксиального кабеля.

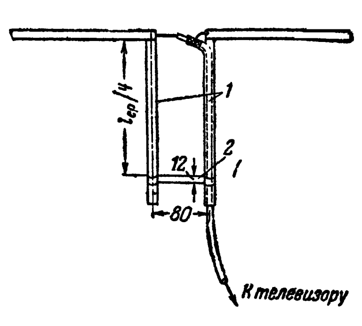


Рис. 8-29. Полуволновый вибратор с симметрирующим короткозамкнутым четвертьволновым мостиком.

1 — трубки мостика; *2* — короткозамыкающая перемычка.

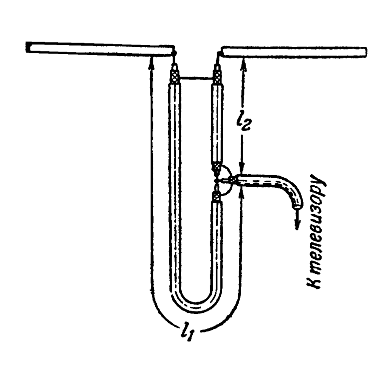


Рис. 8-30. Схема соединения линейного полуволнового вибратора с 75-омным коаксиальным кабелем при помощи U-колена.

Контурно - щелевая антенна имеет достаточно равномерную частотную характеристику на всех семи каналах. Коэффициент усиления антенны равен 2,2 и меняется в пределах частот этих семи каналов не более чем на 10%. Входное сопротивление антенны равно 300 *ом.*

Симметричный 300-омный кабель подключается к антенне непосредственно, а коаксиальный 75-омный — через U-колено длиной 500 *мм.* Как симметричный, так и коаксиальный кабели (с подвязанной или закрепленной при помощи металлических скоб петлей U-колена) должны отходить от точек подключения к антенне перпендикулярно плоскости рамки и спускаться вдоль мачты. Симметричный кабель крепится к мачте на изоляторах.

Двухпрограммная антенна на каналы 1 и 3. Эта антенна для приема двух телевизионных программ (рис. 8-32) состоит из четырех вибраторов (двух активных и двух пассивных), расположенных на одной стреле. В качестве активных применены петлевые вибраторы, один из которых (вибратор *1*) настроен на канал 1 (первая программа), а другой (вибратор *2*) — на канал 3 (вторая программа).

Активные вибраторы соединяются с общим кабелем снижения через фильтры, выполненные из отрезков коаксиальных кабелей с волновым сопротивлением 75 *ом.* Фильтры нужны для развязки антенны при использовании одного и того же фидера. Каждый из них пропускает одну из волн и «накоротко замыкает» вторую.

Все вибраторы антенны изготовляются из металлических трубок диаметром 12—20 *мм.* Они крепятся к стреле без изоляторов. Стрела с вибраторами укрепляется на металлической или деревянной мачте. Фильтры и снижение могут быть выполнены из коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 *ом.*

Коэффициент усиления антенны на каждом из каналов примерно равен коэффициенту усиления трехэлементных антенн. Эта антенна в качестве индивидуальной может применяться и без пассивных вибраторов.

Рис. 8-31. Контурно-щелевая антенна.

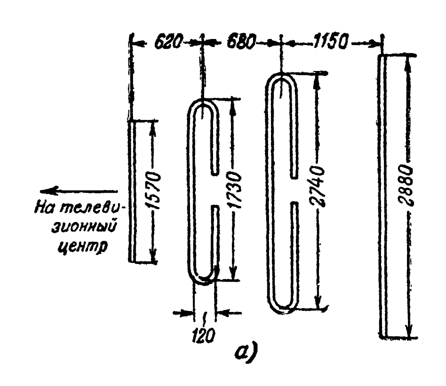
1 — активный элемент; *2* — рефлектор (фидер подсоединяется к точкам *А* и *Б*).

Применяются и трехканальные антенны, например на каналы 1, 3 и 6, причем антенна канала 6 располагается выше или ниже двухканальной антенны.

Антенна с логарифмической периодичностью. Такая антенна может использоваться сразу на несколь-

ких, а при небольшом усложнении и на двенадцати каналах. Поэтому она удобна для приема дальних телевизионных центров, тем более что выигрыш антенны составляет около 6 *дб*, т. е. по направленности она сравнима с трехэлементной антенной «волновой канал». Для соединения антенны с телевизором не требуется симметрирующего или согласующего устройства.

На рис. 8-33 приведена общая конструктивная схе-



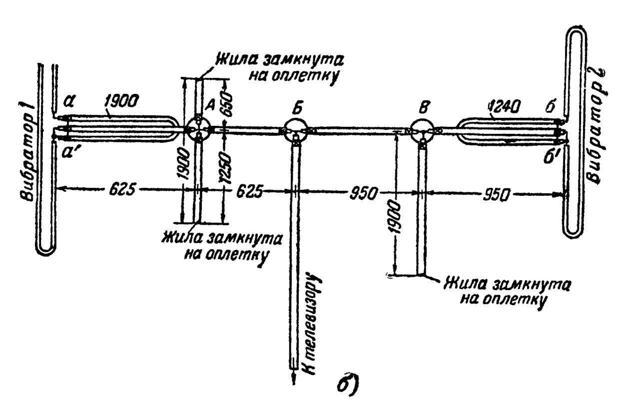


Рис. 8-32. Двухпрограммная антенна на каналы 1 и 3.

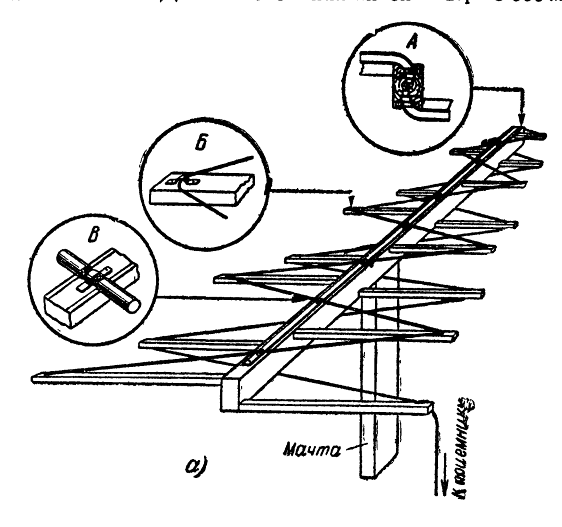
а — схема расположения вибраторов; *б* — схема соединения кабелей.

ма этой антенны. Периодическая структура ее образуется коаксиальным кабелем типа РК-1, укрепляемым на деревянных продольном образующем брусе и поперечных рейках-держателях разной длины.

Свободный конец кабеля подключается к приемнику (телевизору). Внутреннюю жилу кабеля, расположенного в нижней части антенны (в нижнем этаже), припаивают в передней части антенны к скрученной в жилу оплетке кабеля, расположенного в верхнем этаже (*А* на рис. 8-33, *а*). Кабель крепится к поперечным рейкам металлическими скобами (*Б* на рис. 8-33, *а*). Вдоль верхней и нижней граней образующего бруса нужно уложить полосы медной фольги, несколько медных проволок или оплетку многожильного кабеля.

В местах пересечения кабеля образующего бруса следует обеспечить надежный электрический контакт с фольгой. Для этого удаляют хлорвиниловую оболочку кабеля и оплетку его припаивают к фольге (*В* на рис. 8-33, *а*). При этом пайку необходимо выполнить так, чтобы не расплавилась полиэтиленовая изоляция кабеля и не образовался бы контакт внешней и внутренней жил.

На рис. 8-33, *б* представлен чертеж деревянного основания антенны. Здесь сплошными линиями показаны поперечные рейки верхнего, а штриховыми нижнего этажа антенны. Длина основания антенны $2l_1 = 3\,000$ *мм*.



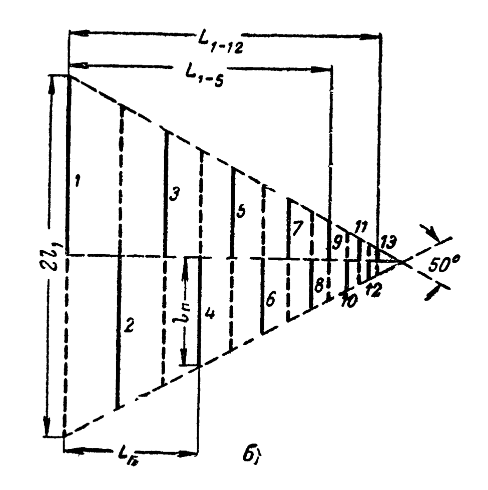


Рис. 8-33. Антенна с логарифмической периодичностью.

а — конструктивная схема антенны; *б* — расположение поперечных реек.

В табл. 8-3 даны размеры l_n и L_n антенны для работы ее в телевизионных каналах 1—12 при длине образующего бруса $L_{1-12} = 2\,700$ *мм* (сечение бруса целесообразно взять примерно 120×60 *мм*) и для работы антенны в каналах 1—5 при длине бруса $L_{1-5} = 2\,100$ *мм*.

Для приема сигналов с разных направлений такую антенну нетрудно установить на поворачивающейся мачте.

Таблица 8-3

Размеры l_n и L_n антенны с логарифмической периодической структурой

Каналы	Рейка	Размеры, мм	
		l_n	L_n
1—5	1	1 500	—
	2	1 290	450
	3	1 110	840
	4	954	1 170
	5	820	1 460
	6	706	1 700
	7	607	1 910
	8	522	2 090
1—12	9	450	2 250
	10	387	2 386
	11	333	2 503
	12	286	2 604
	13	246	2 690

Антенны дециметровых и сантиметровых волн

В большинстве случаев на сантиметровых и миллиметровых волнах применяются остронаправленные антенны с направляющими поверхностями. Во многих случаях такие антенны применяются и на более длинных волнах, например на дециметровых длиной до 50 *см*. На дециметровых волнах длиннее 20 *см* широко применяются антенны «волновой канал».

Из различных антенн с направляющими поверхностями наибольший интерес для радиолюбителей могут представить антенны с параболическим рефлектором, рупорные антенны, антенны поверхностных волн, диэлектрические и спиральные антенны.

Антенны с параболическим рефлектором представляют собой сплошную или сетчатую металлическую поверхность в виде параболоида вращения или цилиндрическую поверхность с параболическим сечением (рис. 8-34). В качестве первичного источника излучения, называемого облучателем, применяются полуволновые вибраторы, а также рупорные, щелевые и другие типы антенн.

Параболическая поверхность обладает тем свойством, что лучи, падающие из фокуса на любую из ее точек, отражаются параллельно оси $0Z$ и длина лучей ($1—1$, $2—2$, $3—3$ и т. д.), идущих из фокуса до произвольной прямой MN, одинакова для всех из них. Следовательно, к линии MN лучи приходят с одинаковыми фазами и сферический фронт волны облучателя превращается в близкий к плоскому. Это и обусловливает высокую направленность антенны с параболическим рефлектором.

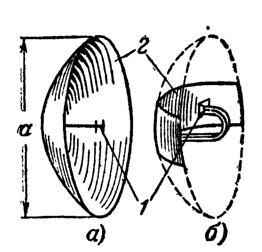
Так как фокусное расстояние f является параметром параболической поверхности и не связано с длиной волны (максимальное значение к. н. д. получается при $f=0{,}7R_0$, где R_0 — радиус рефлектора), то изменение частоты не приводит к нарушению синфазности поля, отраженного от рефлектора. Поэтому диапазонность антенн с параболическими рефлекторами определяется только условиями согласованности облучателя с фидером и требованиями к неизменности характеристики направленности в диапазоне частот.

Ширина характеристики направленности (по половине мощности) определяется по формуле

$$\Phi_0\,(\text{или } \theta_0) \approx 60^\circ \frac{\lambda}{a},$$

где a — размер рефлектора в горизонтальном или вертикальном направлении.

Для повышения направленности антенны необходимо увеличивать размеры рефлектора по сравнению с длиной волны.



Рупорные антенны представляют собой устройство в виде волновода и присоединенного к нему рупора той или иной формы (рис. 8-35). В качестве фидера обычно применяется коаксиальный кабель, внутренняя жила которого вводится в волновод на глубину 1/3 ширины узкой стенки волновода и служит как штыревой несимметричный вибратор. Для настройки антенны заднюю стенку волновода делают подвижной.

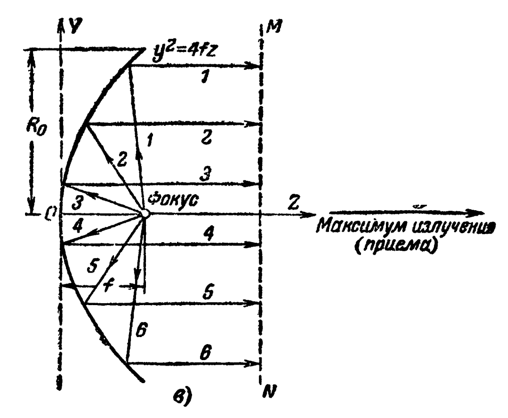


Рис 8-34. Типы антенн с параболическим рефлектором.

а — параболоид вращения; *б* — усеченный параболоид (*1* — облучатель; *2* — рефлектор); *в* — ход лучей.

Поляризация радиоволн, излучаемых (принимаемых) обычным рупором, является линейной и определяется расположением возбуждающего вибратора. Рупор позволяет увеличить направленное действие волновода, обеспечивая плавное изменение условий рас-

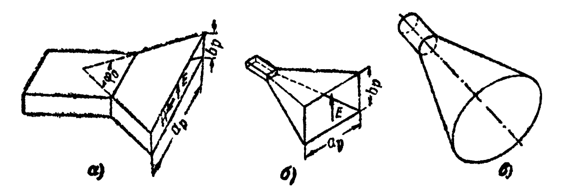


Рис. 8-35. Рупорные антенны.

а — секториальный рупор; *б* — пирамидальный рупор; *в* — конический рупор.

пространения радиоволн от волновода к свободному пространству. При данном угле расширения φ_0 (рис. 8-35, *а*) направленное действие получается тем больше, чем больше длина рупора.

Ширина характеристики направленности рупорной антенны в плоскости *E*, совпадающей с ориентировкой силовых линий электрического поля (с ориентировкой возбуждающего вибратора),

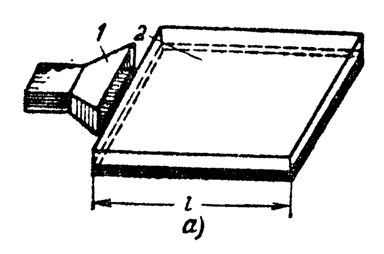
$$\Phi_E = 56° \frac{\lambda}{b_р},$$

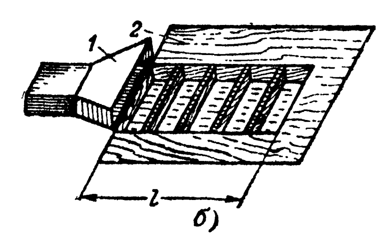
где $b_р$ — размер рупора в направлении, совпадающем с линиями электрического поля.

женность электрического поля в нем увеличивается, что приводит к уменьшению фазовой скорости и к концентрации энергии вдоль направителя. Однако при уменьшении проводимости резко растут потери энергии в металле. Поэтому в качестве направителя применяется металл с высокой проводимостью, покрытый слоем диэлектрика, в котором фазовая скорость волны меньше скорости в воздухе. Чем толще слой диэлектрика, тем сильнее поверхностная волна, но тем и больше потери энергии в диэлектрике.

Эффект уменьшения фазовой скорости волны можно получить также при возбуждении металлических плоских или цилиндрических поверхностей, имеющих периодическую структуру, например канавки (рис. 8-36, *б* и *в*).

Направленность излучения антенны поверхностных волн в случае диэлектрического покрытия направи-





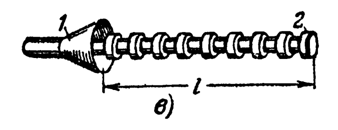


Рис. 8-36. Антенны поверхностных волн.

а — направитель в виде металлической пластины с диэлектрическим покрытием (*1* — возбудитель; *2* — направитель); *б*—направитель в виде плоской периодической структуры; *в* — направитель в виде цилиндрической периодической структуры.

Ширина характеристики направленности в плоскости *H*, совпадающей с ориентировкой линий магнитного поля,

$$\theta_H = 67° \frac{\lambda}{a_р},$$

где $a_р$ — размер рупора в направлении, совпадающем с ориентировкой линий магнитного поля.

Коэффициент направленного действия рупорной антенны

$$D = \frac{10}{\lambda^2} a_р b_р.$$

По сравнению с параболической рупорная антенна при одинаковом направленном действии имеет большие габариты.

Антенны поверхностных волн состоят из первичного источника излучения — в о з б у д и т е л я и металлической или диэлектрической поверхности — н а п р а в и т е л я, увеличивающего направленное действие возбудителя (рис. 8-36). Излученная возбудителем радиочастотная энергия распространяется вдоль направителя в виде плоской волны, называемой п о в е р х н о с т н о й в о л н о й, что и приводит к увеличению направленного действия антенны.

Создание поверхностной волны возможно при условии замедления фазовой скорости волны возбудителя по сравнению со скоростью в воздухе. Это замедление возможно получить, например, в случае применения в направителе плоской металлической пластины или стержня с тонким диэлектрическим покрытием (рис. 8-36, *а*), например из полиэтилена.

Если бы направитель обладал идеальной проводимостью, то электромагнитные волны полностью излучались бы им в окружающую среду, так как внутри идеального проводника электрическое поле отсутствует. По мере уменьшения проводимости металла напря-

теля зависит от его длины и ширины (повышается при их увеличении), а также от толщины диэлектрического слоя. В случае периодической структуры направителя направленность излучения зависит от длины и ширины направителя, а также от глубины и ширины канавок и расстояния между выступами.

Коэффициент направленного действия антенны

$$D = (7 \div 8) \frac{l}{\lambda},$$

где l — длина направителя.

Диэлектрические антенны состоят из сплошного или трубчатого стержня из диэлектрика и расположен-

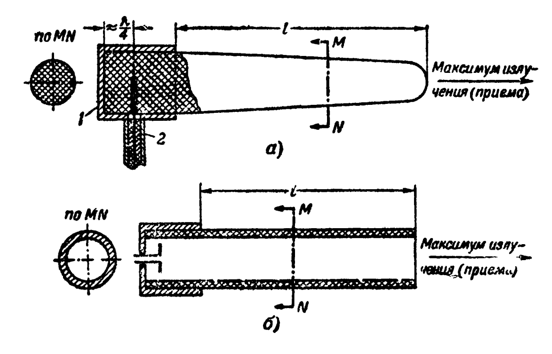


Рис. 8-37. Диэлектрические антенны.

а — со сплошным стержнем (*1* — металлический стакан; *2* — коаксиальный кабель); *б* — с трубчатым стержнем.

ного внутри стержня облучателя в виде вибратора (рис. 8-37) или щели. Для получения однонаправленного излучения (приема) часть диэлектрического стержня со стороны сочленения с вибратором помещается в

металлический патрон. В радиолюбительской практике диэлектрический стержень выполняется обычно из органического стекла. Форма поперечного сечения стержней может быть круглой, квадратной, прямоугольной. Сплошные стержни обычно выполняются суживающимися к противоположному от облучателя концу, трубчатые же стержни имеют, как правило, постоянное поперечное сечение. Возбужденная облучателем в патроне, являющемся волноводом, волна распространяется по диэлектрическому стержню, частично отражаясь на границе раздела диэлектрика и воздуха, а частично излучаясь наружу.

Максимум излучения (приема) антенны совпадает с осью стержня. Направленное действие антенны повышается при увеличении длины стержня l по сравнению с длиной волны. Увеличение отношения $l/\lambda > 3 \div 4$ приводит к росту амплитуды боковых лепестков характеристики, что нежелательно.

Коэффициент направленного действия антенны определяется так же, как и для антенны поверхностных волн. Если одностержневая антенна не обеспечивает требуемой направленности, то применяют несколько диэлектрических антенн, питаемых синфазно.

Наибольший и наименьший диаметр ($d_{макс}$ и $d_{мин}$) сплошной стержневой антенны можно определить по следующим формулам:

$$d_{макс} \approx 0,565 \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon - 1}}; \quad d_{мин} \approx 0,355 \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon - 1}},$$

где ε — диэлектрическая проницаемость материала стержня.

Спиральные антенны выполняются в виде проволочной спирали, один конец которой присоединяется к внутренней жиле коаксиального кабеля (рис. 8-38). К оболочке кабеля в качестве противовеса подключается плоский металлический экран круглой или прямоугольной формы. По принципу действия спиральные антенны относятся к антеннам поверхностных волн с периодической структурой.

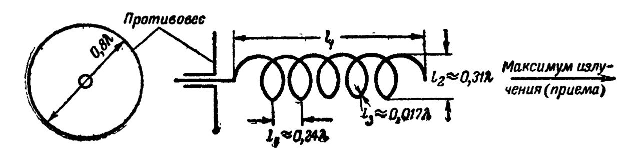


Рис. 8-38. Спиральная антенна.

Спиральные антенны излучают радиоволны круговой поляризации (см. стр. 123). В зависимости от отношения общей длины витков спирали nL (где n — число витков, а L — длина витка) к длине волны λ антенна может быть направленной или слабонаправленной. Увеличение nL/λ и соответственно размера l_1 приводит к повышению направленности антенны. В случае $L/\lambda \approx 1$ в спиральной антенне устанавливается бегущая волна, обеспечивающая широкодиапазонность антенны.

Ширина характеристики направленности по половине мощности определяется по формуле

$$\Phi_0 = \theta_0 = \frac{52^\circ}{\frac{L}{\lambda}\sqrt{\frac{nl_0}{\lambda}}},$$

где l_0 — шаг витка спирали.

Коэффициент направленного действия антенны

$$D = 15\left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 n \frac{l_0}{\lambda}.$$

Входное сопротивление антенны (активное)

$$R_{вх A} = 140 \frac{L}{\lambda}.$$

8-8. ФИДЕРЫ

Антенный фидер представляет собой двухпроводную (иногда четырехпроводную) симметричную (рис. 8-39, *а* и *б*) или несимметричную (рис. 8-39, *в* и *г*) длинную линию, предназначенную для передачи радиочастотной энергии от передатчика к антенне или от антенны к приемнику. Передача энергии по фидеру должна проходить с наименьшими потерями, складывающимися из потерь на излучение, нагревание металла и диэлектрика, на электрический пробой и т. д. Поэтому выбор типа фидера определяется длиной волны передаваемых колебаний, их мощностью и протяженностью линии передачи.

Симметричные двухпроводные фидеры (кабели), открытые или экранированные, применяются в большинстве случаев на волнах длиннее 10 *м*. На волнах короче нескольких метров открытые линии вследствие соизмеримости размера d с длиной волны, когда сдвиг фаз между полями, создаваемыми каждым проводом, становится отличным от 180°, создают ощутимые потери на излучение. В этом случае приходится применять симметричную экранированную линию (рис. 8-39, *б*), которая конструктивно довольно сложна и громоздка,

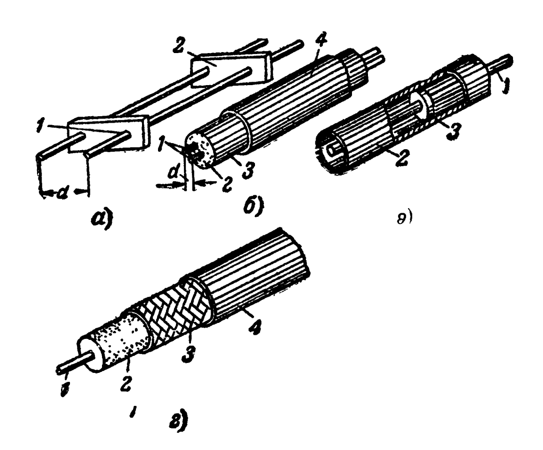


Рис. 8-39. Двухпроводные фидеры.

а — симметричная открытая линия (*1* — провода фидера; *2* — изолятор); *б* — симметричная экранированная линия (*1* — провода фидера; *2* — изолятор; *3* — металлический экран; *4* — защитная оболочка); *в* — коаксиальный жесткий кабель (*1* — внутренняя жила; *2* — внешняя жила-оболочка; *3*—изолятор); *г*—коаксиальный гибкий кабель (*1* — внутренняя жила; *2* — изолятор; *3* — внешняя жила-оболочка; *4* — защитная оболочка).

или коаксиальный кабель, являющийся несимметричным фидером.

Но коаксиальные кабели заполнены диэлектриком (для крепления внутренней жилы), что вызывает потери энергии на нагревание диэлектрика. На сантимет-

ровых и более коротких волнах диэлектрические потери в коаксиальном кабеле становятся чрезмерно большими. Поэтому на волнах короче 10 *см* в качестве фидеров применяются волноводы (рис. 8-40, *а*), не имеющие внутри заполнения из диэлектрика, или однопроводные линии передачи (рис. 8-40, *б*). Поперечные размеры волноводов на сантиметровых и миллиметровых волнах получаются небольшими.

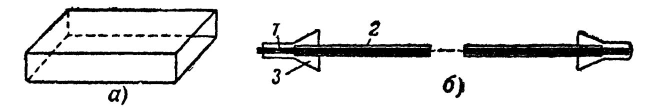


Рис. 8-40. Фидеры сантиметровых и миллиметровых волн.

а — волновод прямоугольного сечения; *б* — однопроводная линия (*1* — провод; *2* — слой диэлектрика; *3* — рупор).

Однопроводная линия выполняется в виде металлического провода, покрытого тонким слоем диэлектрика. Это обусловливает образование вдоль провода поверхностной волны (энергия концентрируется вдоль провода). Рупор создает начальную концентрацию энергии вдоль провода, что позволяет уменьшить слой диэлектрика и, таким образом, уменьшить потери энергии (они получаются меньше потерь в волноводе).

На сантиметровых волнах находит также применение ленточная линия, состоящая из двух проводящих лент, разделенных слоем диэлектрика. Такая линия обычно дает большие потери по сравнению с волноводами.

Наиболее желательным режимом передачи энергии вдоль фидеров является режим бегущей волны. При этом перенос радиочастотной энергии происходит при наименьших значениях тока, а значит, и минимальных ее потерях, и, кроме того, при наименьших значениях напряжения, что позволяет передать более мощные колебания без опасности электрического пробоя. Для установления режима бегущей волны необходимо выполнить согласование (равенство) входного сопротивления антенны $R_{вхА}$ и волнового сопротивления фидера $Z_{0ф}$.

Для суждения о соответствии распределения тока и напряжения вдоль фидера случаю бегущей волны пользуются понятием **коэффициента бегущей волны** $k_б$, который равен отношению минимального значения напряжения $u_{мин}$ к максимальному $u_{макс}$, т. е.

$$k_б = \frac{u_{мин}}{u_{макс}}.$$

Иногда пользуются также понятием коэффициента стоячей волны, являющегося обратной величиной $k_б$. В режиме бегущей волны $k_б = 1$, в режиме стоячей волны $k_б = 0$, в режиме смешанных волн $0 < k_б < 1$.

Требования к величине $k_б$ определяются различными условиями, но обычно согласование считается удовлетворительным, если $k_б$ не падает ниже 0,8—0,9. При известных значениях $R_{вхА}$ и $Z_{0ф}$:

$$k_б = \frac{R_{вхА}}{Z_{0ф}} \ (\text{при } R_{вхА} < Z_{0ф}),$$

или

$$k_б = \frac{Z_{0ф}}{R_{вхА}} \ (\text{при } R_{вхА} > Z_{0ф}).$$

Для фидеров применяют разнообразные типы коаксиальных и симметричных кабелей, имеющих различные значения волнового сопротивления, электрических потерь на метр длины, коэффициента укорочения и др. В радиолюбительской практике наибольшее распространение получили коаксиальные кабели типов РК-1, РК-2, РК-3 ($Z_{0ф} = 75$ *ом*), РК-19 ($Z_{0ф} = 50$ *ом*) и симметричные кабели типов КАТВ ($Z_{0ф} = 300$ *ом*), РД-16 ($Z_{0ф} = 200$ *ом*).

ЛИТЕРАТУРА

Наденeнко С. И., Антенны, Связьиздат, 1959.

Линде Д. П., Антенно-фидерные устройства, Госэнергоиздат, 1953.

Шейко В. П., Антенны любительских радиостанций, изд-во ДОСААФ, 1962.

Загик С. Е., Капчинский Л. М., Приемные телевизионные антенны, Госэнергоиздат, 1962.

Хомич В. И., Приемные ферритовые антенны, Госэнергоиздат, 1963.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Используемые в радиотехнике радиоволны длиной от миллиметров до километров условно разделены на ряд диапазонов. В зависимости от ряда факторов (условия распространения, возможности радиотехнических устройств), определяющих дальность ведения радиосвязи (радиоприема), применяют те или иные диапазоны радиоволн. Чтобы оценить возможности ведения радиосвязи (радиоприема) в различных условиях, радиолюбителям надо понимать физическую природу распространения радиоволн в свободном пространстве и знать особенности их распространения.

9-1. СВОЙСТВА РАДИОВОЛН

Радиоволны — это распространяющиеся в пространстве переменные электромагнитные поля (волны), используемые для передачи сигналов на расстояние без проводов, создаваемые в результате излучения антенны при возбуждении ее генератором высокой частоты. В радиоволнах переменные электрическое и магнитное поля тесно взаимосвязаны (образуют электромагнитное поле) и любое изменение электрического поля влечет за собой возникновение магнитного поля (и наоборот).

Период (частота) колебаний электромагнитного поля определяется периодом высокочастотных колебаний, создаваемых передатчиком. В процессе распространения

Таблица 9-1

Название диапазона		Длины волн	Частоты	Области применения
Сверхдлинные волны		10—100 *км*	30—3 *кгц*	Радионавигация, радиотелеграфная связь, передача метеосводок, связь с подводными лодками
Длинные волны		1—10 *км*	300—30 *кгц*	Радиовещание, радиотелеграфная и радиотелефонная связь, радионавигация
Средние волны		100—1 000 *м*	3 000—300 *кгц*	Радиовещание, радиотелеграфная и радиотелефонная связь, радионавигация
Короткие волны		10—100 *м*	30—3 *Мгц*	Радиовещание, радиотелеграфная и радиолюбительская связь, связь с кораблями-спутниками и др.
Ультракороткие волны	Метровые волны	1—10 *м*	300—30 *Мгц*	Радиовещание, телевидение, радиолокация, космическая радиосвязь, радиолюбительская связь и др.
	Дециметровые волны	10—100 *см*	3 000—300 *Мгц*	Телевидение, радиолокация, радиорелейная связь, астрорадионавигация и др.
	Сантиметровые волны	1—10 *см*	30—3 *Ггц*	
	Миллиметровые волны	1—10 *мм*	300—30 *Ггц*	Радиолокация и др.

Примечания: 1. Иногда к длинным волнам относят волны длиннее 3 000 *м*, к средним волнам 200—3 000 *м*, к коротким волнам волны 10—50 *м*, а волны 50—200 *м* к промежуточным волнам.

2. Волны 200—2 000 *м* отведены для радиовещания. Эти волны условно делятся на „средние волны" от 200 до 580 *м* и „длинные волны" от 750 до 2 000 *м*.

3. Иногда к ультракоротким волнам относят субмиллиметровые волны короче 1 *мм*.

4. В настоящее время для передачи радиосигналов с помощью квантовых приборов используется и оптический диапазон волн короче 0,3 *мм*.

радиоволн период не изменяется, если передатчик и приемник неподвижны. Если же передатчик или приемник (или оба вместе) движутся друг относительно друга с угловым перемещением, то частота принимаемых сигналов отличается от частоты передатчика (эффект Доплера), причем сближение передатчика и приемника приводит к возрастанию, а удаление их — к уменьшению первоначальной частоты. Практически этот эффект сказывается при радиосвязи с космическими объектами.

Наглядно радиоволны могут быть представлены в виде векторов (рис. 9-1), характеризующих напряженность электрического поля (вектор E) и напряженность магнитного поля (вектор H). Напряженность электрического поля измеряется в вольтах на метр (*в/м*), а напряженность магнитного поля в амперах на метр (*а/м*).

Важным свойством радиоволн является постоянство скорости распространения в однородной среде. Скорость распространения c радиоволн в «свободном» пространстве (вакууме) постоянна и составляет около 300 000 *км/сек*. В пространстве, заполненном веществом, скорость распространения v уменьшается и определяется относительными диэлектрической проницаемостью ε и магнитной проницаемостью μ вещества:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}}.$$

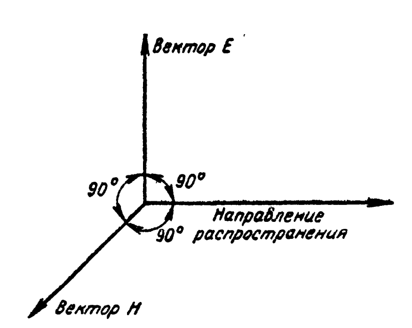


Рис. 9-1. Расположение векторов напряженности электрического и магнитного полей при распространении радиоволн в свободном пространстве.

Скорость распространения радиоволн в воздушном пространстве на удалении от земной поверхности, равном двум-трем значениям длины волны, близка к 300 000 *км/сек*.

Длина волны λ, представляющая одну из важных характеристик радиоволны, равна расстоянию, которое

радиоволна проходит за период колебаний электромагнитного поля (рис. 9-2). В табл. 9-1 приведено деление радиоволн на диапазоны и указана область применения различных диапазонов волн.

Фронтом радиоволны называется поверхность, представляющая геометрическое место точек, где поле радиоволны имеет одинаковую фазу, т. е. поверхность, в

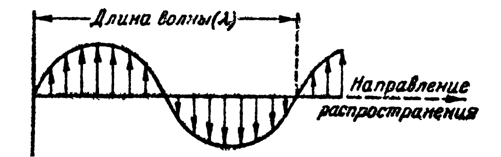


Рис. 9-2. Иллюстрация понятия длины волны.

каждую точку которой радиоволны, излученные антенной в разных направлениях, приходят с одинаковой задержкой по времени относительно момента их излучения. Так, если антенна излучает энергию во всех направлениях, то за некоторый промежуток времени радиоволна, распространяясь в разных направлениях с равной скоростью, охватит часть пространства, которое будет ограничено сферической поверхностью (рис. 9-3, *а*).

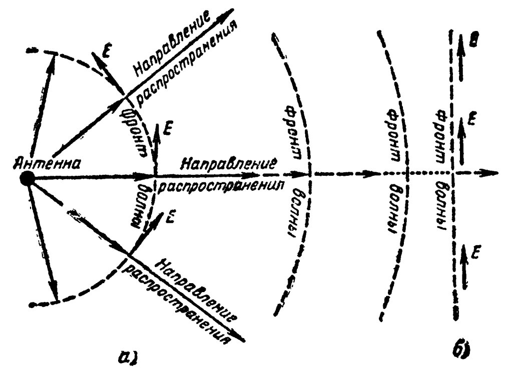


Рис. 9-3. Иллюстрация понятия фронта волны.
а — сферический фронт; *б* — плоский фронт.

В любой точке этой поверхности фаза радиоволны одинакова. Фронт такой радиоволны называется сферическим.

Практически наиболее часто приходится интересоваться фронтом радиоволны на очень большом расстоянии от передающей антенны, а также небольшим его участком, с которого происходит «съем» радиочастотной энергии приемной антенной. В этом случае фронт волны можно считать плоским (рис. 9-3, *б*). Распространение радиочастотной энергии происходит в направлении, перпендикулярном векторам электрического и магнитного полей.

Поляризация радиоволн определяется ориентировкой вектора E радиоволны в пространстве. Характер поляризации зависит от конструкции и ориентировки передающей антенны: антенна в виде вертикального вибратора излучает вертикально-поляризованную, а антенна в виде горизонтального вибратора горизонтально-поляризованную волну. Для наиболее эффективного приема антенна должна быть ориентирована в соответствии с поляризацией приходящей волны. Так, если передающая антенна представляет собой вертикальный вибратор, то и приемная антенна должна представлять собой вертикальный вибратор.

Наряду с указанными видами линейной (плоской) поляризации некоторые специальные антенны излучают радиоволны с круговой поляризацией. В случае круговой поляризации вектор E вращается по кругу, причем амплитудное значение вектора остается постоянным. В зависимости от расположения вибраторов антенн, создающих радиоволны с круговой поляризацией, она может быть горизонтальной (вектор E вращается в горизонтальной плоскости) или вертикальной (вектор E вращается в вертикальной плоскости). Для приема радиоволн с круговой поляризацией можно пользоваться обычными антеннами (горизонтальными или вертикальными).

Векторы E и H не всегда лежат в плоскости, перпендикулярной направлению распространения. При распространении радиоволн, например, в ионосфере или вблизи земной поверхности, происходит искажение первоначальной поляризации, причем появляется волна, в которой вектор E имеет составляющую также и вдоль направления распространения. Это обстоятельство позволяет, в частности, при приеме длинных, средних и коротких радиоволн, создаваемых вертикальными антеннами, применять антенны с горизонтальными вибраторами.

Большинство антенн радиовещательных станций излучают вертикально-поляризованные волны, а антенны коротковолновых станций создают, как правило, горизонтально-поляризованные волны. Любительские приемные антенны при этом с учетом отмеченного выше свойства искажения поляризации могут иметь такую ориентировку проводов, какая удобнее конструктивно (лучше иметь сочетание горизонтальных и вертикальных проводов).

Антенны телевизионных центров излучают волны с горизонтальной круговой поляризацией. При приеме телевизионных сигналов, учитывая особенности распространения ультракоротких волн, можно пользоваться только горизонтальными вибраторами.

Интерференция радиоволн определяется взаимодействием в какой-либо точке пространства двух или более радиоволн, созданных одним источником, но прошедших различные пути и в связи с этим имеющих различные фазы. Если при этом взаимодействующие волны имеют равные фазы, то в результате происходит усиление суммарного сигнала, если же фазы противоположны или близки к ним, то амплитуда суммарного сигнала может стать равной нулю или оказаться значительно слабее одиночного сигнала.

9-2. СОСТАВ И СТРОЕНИЕ АТМОСФЕРЫ

Земная атмосфера играет большую роль в распространении радиоволн. Она представляет собой газообразную оболочку Земли, простирающуюся примерно до 20 000 *км* и состоящую главным образом из азота, кислорода и водяных паров. Атмосфера может быть разделена на следующие основные слои: тропосферу, которая содержит наиболее значительную часть всего вещества атмосферы и имеет верхней границей тропопаузу, лежащую над экватором на уровне 16—18 *км*, а в умеренных широтах на уровне 10—12 *км*, стратосферу, которая расположена выше тропопаузы вплоть до высот порядка 60—80 *км* и характеризуется почти полным отсутствием водяных паров, ионосферу

расположенную выше стратосферы и характеризующуюся наличием огромного числа электрически заряженных частиц — электронов и ионов, возникающих в результате расщепления (ионизации) нейтральных молекул среды. Ионизация происходит под действием большой энергии, которую «несут» солнечные и космические лучи, а также под действием потоков метеоров, непрерывно

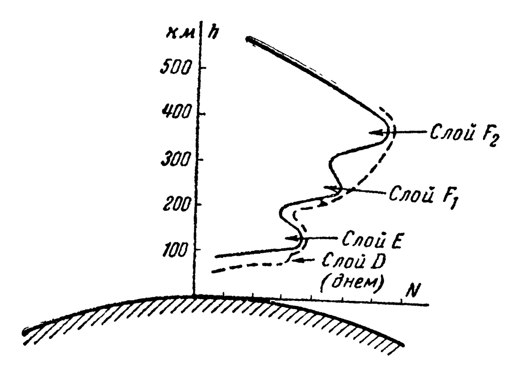


Рис. 9-4. Примерная картина строения ионосферы.

вторгающихся в атмосферу Земли (десятки миллиардов метеорных частиц за сутки).

В ионосфере наблюдается возрастание электронной концентрации *N*, т. е. числа электронов в 1 *см*³, примерно до высоты 350 *км* над Землей. При большей высоте ионизация сравнительно медленно уменьшается (рис. 9-4). Условно принято ионосферу разделять на ряд слоев, расположенных на разных высотах над Землей. Так, на высоте 60—90 *км* днем существует слой *D*. Ночью этот слой резко ослабляется, или, как обычно говорят, исчезает. Выше расположен слой *E*, имеющий максимум электронной концентрации на высоте около 110—130 *км*. Еще выше расположен слой *F*, который летом (днем) расщепляется на слои F_1 и F_2, причем слой F_1 имеет максимум электронной концентрации на высоте 200—230, а слой F_2 на высоте 300—350 *км*. Уровень ионизации указанных слоев не остается постоянным, а существенно изменяется в зависимости от времени года и суток, широты местоположения, периодического изменения (от максимального до минимального, и наоборот) солнечной активности с периодом 11 лет, магнитных бурь и других причин.

Данные измерений, полученные в результате запусков искусственных спутников Земли и космических ракет, позволили уточнить, а в ряде случаев и изменить прежние представления об ионосфере. Так, было установлено, что представление о существовании резко выраженных слоев является неоправданным. Однако существовавшие в течение многих лет представления о строении ионосферы как слоистой среды удобны при объяснении процессов распространения радиоволн, и пока что нецелесообразно отказываться от принятого деления ионосферы на отдельные слои. Следует только помнить, что деление ионосферы на слои является условным.

9-3. ПУТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

На характер распространения радиоволн сильное влияние оказывают земная поверхность, тропосфера и ионосфера. При этом радиоволны могут распространяться между радиопередающим и радиоприемным устройствами, расположенными на Земле, по двум путям: путем так называемой п о в е р х н о с т н о й (земной) волны вдоль земной поверхности (в тропосфере) и путем п р о с т р а н с т в е н н о й (небесной) волны при отражении радиоволн ионосферой (рис. 9-5). С помощью пространственных волн, кроме того, осуществляется радиосвязь вида Земля — Космос, Космос — Земля, Космос — Космос, Земля — Космос — Земля.

Поверхностные волны. Распространение радиоволн на большие расстояния путем поверхностных волн объясняется их дифракцией, а также рефракцией (преломлением) и рассеянием радиоволн в тропосфере. Иногда преломленные и рассеянные волны называют т р о п о с ф е р н ы м и.

Д и ф р а к ц и я возникает в результате возбуждения проходящей радиоволной высокочастотных колебаний на поверхности препятствий. Эти колебания вызывают в свою очередь излучение радиоволн (подобно излучению антенны), возбуждающих соседние участки поверхности. Последовательная совокупность таких возбуждений приводит к передаче некоторой части радиочастотной энергии в область пространства, затененную от передающей антенны радиостанции. Часть энергии радиоволн при этом теряется на нагревание поверхностных участков почвы, воды, материала строений и др. С укорочением длины волны потери энергии растут. Поэтому существенную роль явление дифракции играет на длинных волнах. На коротких и тем более на ультракоротких волнах дифракцией во многих случаях можно пренебречь.

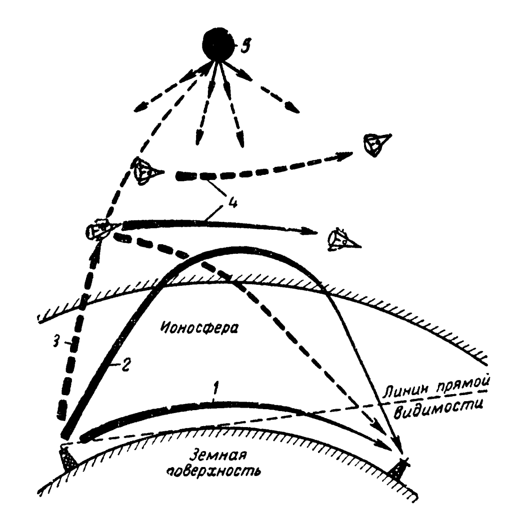


Рис. 9-5. Пути распространения радиоволн.

1 — поверхностная волна; *2* — пространственная волна; *3* — связь вида Земля — Космос, Космос — Земля; *4* — связь вида Космос — Космос; *5*—связь с помощью отражений от Луны.

Р е ф р а к ц и я радиоволн заключается в искривлении траектории их распространения при переходе из одной среды в другую вследствие различия скорости распространения в этих средах. Получается это при распространении радиоволн в тропосфере, являющейся неоднородной средой, из-за увеличения скорости распространения радиоволн по мере уменьшения плотности

воздуха с высотой. При этом участки фронта волны, расположенные на некоторой высоте над земной поверхностью, распространяются с большей скоростью, чем нижерасположенные участки фронта волны (рис. 9-6). Вышерасположенные участки за один и тот же момент времени проходят больший путь, чем нижерасположенные, фронт волны постепенно наклоняется вперед, по направлению к земной поверхности, что вызывает передачу радиочастотной энергии за пределы прямой видимости.

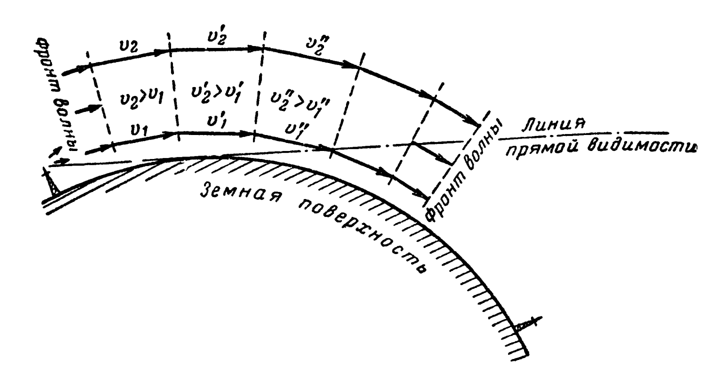


Рис. 9-6. Рефракция радиоволн в тропосфере.

Рефракция радиоволн в тропосфере в сильной степени определяется метеорологическими условиями и в зависимости от них может проявляться больше или меньше. Рефракции подвержены радиоволны всех диапазонов. Однако наибольшее значение она имеет в диапазоне ультракоротких волн, поскольку на этих волнах практически очень слабо выражена дифракция.

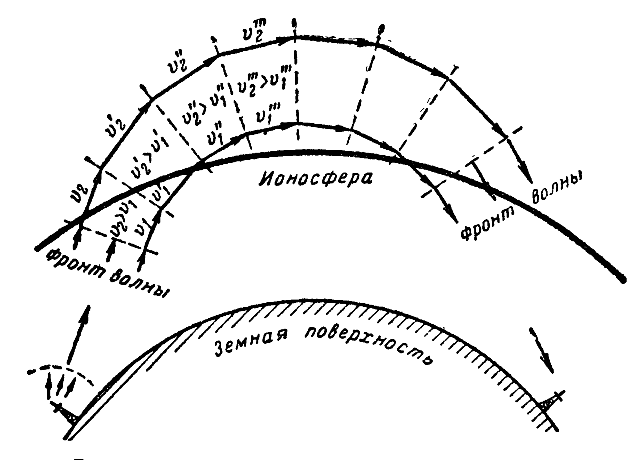


Рис. 9-7. Преломление радиоволн в ионосфере.

В тропосфере происходит также произвольное (беспорядочное) изменение направления распространения радиоволн из-за вихревых неоднородностей, образующихся при перемешивании восходящих и нисходящих потоков воздуха (с разной температурой). Это приводит к рассеянию радиоволн, очень заметному на ультракоротких волнах, для которых оно является источником постоянно существующего слабого поля работающих радиопередатчиков далеко за пределами прямой видимости. Для приема рассеянных полей необходимы чувствительные приемники и направленные антенны. Прием рассеянных радиоволн сопровождается довольно глубокими замираниями и характерен искажениями принимаемых сигналов с широким спектром частот (импульсные, частотно-модулированные сигналы и др.), так как в место приема одновременно приходят сигналы, рассеянные в различных участках тропосферы и имеющие поэтому существенные фазовые сдвиги.

Пространственные волны. Распространение радиоволн на большие расстояния путем пространственных волн объясняется преломлением (отражением) и рассеянием их в ионосфере. Увеличение концентрации электронов в ионосфере с высотой приводит к повышению скорости движения фронта радиоволны. Поэтому в случае проникновения последней в ионосферу при наклонном ее падении вышерасположенные участки фронта опережают нижерасположенные участки, фронт волны искривляется и при достаточной концентрации электронов на некоторой высоте может повернуться в направлении Земли, что обусловливает возвращение определенной части радиочастотной энергии к наземным пунктам (рис. 9-7). Искривление траектории движения радиоволн в ионосфере тем сильнее, чем больше концентрация электронов и чем меньше частота радиоволны.

Наряду с преломлением радиоволны в ионосфере испытывают поглощение. С увеличением длины волны увеличивается поглощение радиочастотной энергии, причем в более низких участках ионосферы потери энергии больше, чем в более высоких ее участках.

Чем положе траектория падения радиоволн, т. е. чем меньше угол возвышения волны относительно земной поверхности, тем легче выполняются условия для возвращения пространственных волн на Землю (рис. 9-8). Более длинные волны могут отражаться при более крутом падении на ионосферу, чем более короткие. Ультракороткие волны короче 4—5 *м* в обычных условиях вообще не отражаются ионосферой даже при очень небольших углах падения. Они пронизывают ионосферу (при некотором искривлении траектории движения) и уходят в космическое пространство. Поэтому этот диапазон волн применяется для радиосвязи вида Земля—Космос, Космос — Земля при полетах космических ракет к другим планетам.

Наибольшая частота, при которой радиоволны отражаются от данного слоя при вертикальном падении на ионосферу, называется критической частотой. Для каждого угла возвышения θ (рис. 9-8) при данной электронной концентрации существует максимальная применимая частота. Волны с частотами выше этой частоты не возвращаются, а волны с частотами ниже ее возвращаются на Землю.

В ионосфере происходят как закономерные изменения электронной концентрации (в пределах суток, от сезона к сезону и т. п.), так и случайные изменения, вызываемые, например, вихревым движением ионосферного воздуха. При этом, особенно в нижних участках ионосферы, на уровне слоя *E* и ниже его возникают неоднородности с резко повышенной электронной концентрацией. При наличии таких неоднородностей в ионосфере возможно отражение даже метровых волн.

Дальность прохождения радиоволной пути передающая сторона — ионосфера — Земля не превышает 4 000—4 500 *км*. Однако возможно многократное последовательное отражение радиоволн от ионосферы и Земли, благодря чему дальность действия пространственных

волн коротковолнового диапазона может достигать 10 000—15 000 *км*.

Для приема пространственных волн характерны замирания сигналов длительностью от долей секунды до десятков секунд, возникающие чаще всего из-за интерференции радиоволн, прошедших разные пути и поэтому

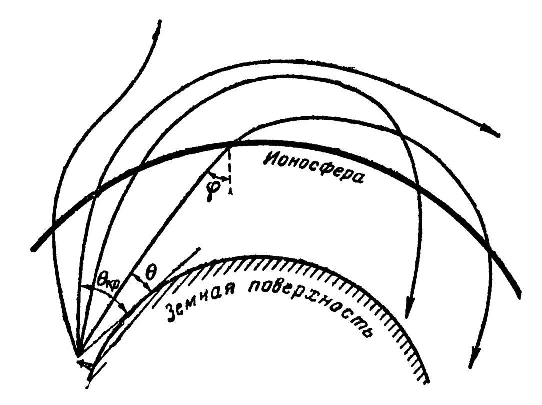


Рис. 9-8 Влияние угла возвышения радиоволны на преломление радиоволн в ионосфере.

θ — угол возвышения; φ — угол падения.

имеющих различные фазы. Например, часто в месте приема интерферируют волны, одна из которых претерпевает на пути до точки приема однократное, а вторая — двукратное отражение от ионосферы. Результирующее поле в месте приема при отсутствии сдвига фаз

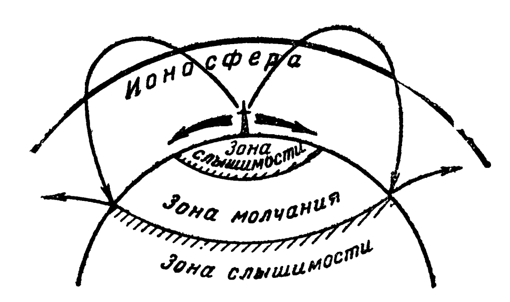


Рис. 9-9. Образование зоны молчания.

почти удваивается. При сдвиге же фаз на 180° наступает замирание.

Прием пространственных волн коротковолнового диапазона характеризуется также наличием зоны молчания, возникающей вследствие того, что на некотором расстоянии от передатчика поверхностная волна затухает, а отраженная от ионосферы пространственная волна не попадает сюда (рис. 9-9).

9-4. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

Основное значение при распространении радиоволн ультракоротковолнового диапазона имеют тропосферные поверхностные волны. На волнах длиннее 4—5 *м* существенную роль играют также пространственные волны. Дифракция на этом диапазоне выражена слабо. В пределах прямой видимости между передающей и приемной антеннами устойчивая радиосвязь получается с передатчиками небольшой мощности (в единицы и десятки ватт) и приемниками невысокой чувствительности (порядка 1 *мв*). Для приема за пределами прямой видимости большое значение имеют преломление и рассеяние радиоволн в тропосфере.

Следует отметить, что максимальное расстояние возможного приема рассеянных в тропосфере ультракоротких волн при большой мощности (10 *квт* и более) передающей станции может достигать 700—800 *км* (иногда до 1 000 *км*). Однако качество приема обычно получается невысоким вследствие фазовых сдвигов радиоволн, пришедших в точку приема из различных областей тропосферы, причем увеличение расстояния ведет к еще большим искажениям принимаемых сигналов. Повысить качество приема в этих условиях можно путем улучшения направленности передающей и приемной антенн.

Прием слабых рассеянных сигналов обычно сопровождается более или менее глубокими замираниями (быстрыми и медленными). С быстрыми замираниями можно успешно бороться, если принимать сигналы одновременно на две антенны, разнесенные на расстояние больше 10λ (антенны располагают вдоль линии, перпендикулярной направлению приема).

Регулярный прием (с небольшими замираниями) телевидения на типовые телевизоры с использованием направленных антенн за счет рассеяния и преломления ультракоротких волн в тропосфере возможен только до 200—300 *км* от телевизионных центров. Неустойчивый же прием сигналов телевизионных центров, характеризующийся глубокими замираниями и искажениями качества изображения, получается и на больших расстояниях.

На волнах короче 10 *см* начинает сказываться поглощение радиочастотной энергии в парах воды и кислороде воздуха. По мере укорочения волны это поглощение резко возрастает. В условиях осадков возникают дополнительные потери энергии. Поэтому волны короче 10 *см* для радиосвязи применяются редко (они широко используются в авиационной и корабельной радиолокации).

На волнах длиннее 4—5 *м* наблюдаются интенсивные отражения от ионосферы (слоя F_2) в годы высокой солнечной активности (последний максимум ее был в 1957 г., минимум приходится на 1965 г., очередной максимум наступит в 1967—1968 гг. Можно ожидать, что до 1967 г. число случаев дальнего приема телевизионных передач за счет отражения волн от слоя будет сравнительно небольшим, а начиная с 1967 г. число их резко увеличится. Надо иметь в виду, что на таких волнах отраженные сигналы «проходят» только при небольших углах падения на ионосферу, и поэтому прием возможен только на расстояниях от передающих станций, превышающих 1 000 *км*. Более близкие расстояния «входят» в зону молчания.

Прием телевизионных сигналов, отраженных от слоя F_2, сопровождается значительными искажениями и радиосвязь при этом носит неустойчивый характер. Более устойчивая радиосвязь получается за счет некоторого рассеяния метровых волн на неоднородностях нижних участков ионосферы. Для надежной радиосвязи в этом случае необходимы мощные передатчики (в десятки киловатт) и остронаправленные антенны.

В последнее время появились сообщения об установлении радиолюбительских связей путем отражения сиг-

налов от Луны. Практический диапазон частот, в котором возможно устанавливать такие радиосвязи, лежит в пределах от 50—60 до 3 000 *Мгц*. Применение очень высоких частот, близких к верхней границе указанного диапазона, в радиолюбительской связи нежелательно, так как в этом случае возникают затруднения в учете (компенсации) на приемной (передающей) стороне доплеровского изменения частоты. Изменение частоты сигнала, отраженного от Луны, по сравнению с частотой сигнала, излученного на Земле, происходит вследствие относительного перемещения Земли и Луны и может достигать 3 *гц* на 1 *Мгц* рабочей частоты передатчика. На частоте 3 000 *Мгц* изменение частоты таким образом составляет 9 *кгц*. С другой стороны, радиосвязь «через Луну» требует остронаправленных антенн, изготовить которые значительно легче для высоких частот.

Особенность поддержания радиосвязи путем отражений от поверхности Луны заключается в необходимости определять время одновременной видимости Луны из конечных пунктов линии связи, если она планируется с определенным корреспондентом.

9-5. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ КОРОТКИХ ВОЛН

Поверхностные волны в коротковолновом диапазоне играют незначительную роль (явление дифракции и рассеяние их в нижних участках тропосферы выражены слабо). Основными для этого диапазона можно считать пространственные волны, отраженные от слоя *F*. Потери энергии коротких волн в ионосфере невелики, если правильно выбрать рабочую волну. Поэтому радиосвязь на коротких волнах может быть практически установлена на любые земные расстояния (при многократном отражении от ионосферы), причем для нее не требуется очень мощных передающих станций.

Условия прохождения коротких волн целиком определяются состоянием ионосферы, которое непрерывно изменяется ото дня к ночи, от сезона к сезону, от года к году (в течение одиннадцатилетнего цикла солнечной активности). Для радиосвязи на большие расстояния (тысячи километров) днем применяются волны от 10 до 25 *м*, ночью волны 35—40 *м* (и более), в сумеречное время волны 25—35 *м*. Такое разграничение волн является условным, так как в зависимости от времени года, солнечной активности, географического расположения линии радиосвязи границы между указанными поддиапазонами могут несколько изменяться.

Для приема коротких волн лучше пользоваться горизонтальными антеннами независимо от характера поляризации передающей антенны, поскольку индустриальные и атмосферные помехи имеют преимущественно вертикальную поляризацию и для таких антенн меньше сказывается влияние почвы.

9-6. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СРЕДНИХ ВОЛН

В дневные часы радиоволны средневолнового диапазона сильно поглощаются в ионосфере и поэтому интенсивность пространственных волн очень мала. Дальность действия поверхностных волн в значительной мере определяется длиной радиоволны и проводимостью почвы. Наименьшее поглощение получается на волнах, близких к 1 000 *м*, при распространении их над морем, а наибольшее на волнах, близких к 100 *м*, при распространении их над сухой почвой.

Ночью поглощающий слой *D* исчезает и тогда большую, часто основную роль начинают играть пространственные волны. Мощные средневолновые радиостанции в это время суток можно принимать на расстояниях до нескольких тысяч километров. При этом в зоне одновременного приема пространственной и поверхностной волн возникают довольно частые и глубокие замирания. Несколько меньшие замирания получаются вне области действия поверхностных волн.

Условия радиосвязи на средних волнах зимой лучше, чем летом, так как зимой уменьшаются ионизация нижних участков ионосферы и уровень атмосферных помех, создаваемых грозовыми электрическими разрядами в тропосфере. В городах прием на средних волнах сильно зависит от уровня промышленных помех.

9-7. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ДЛИННЫХ И СВЕРХДЛИННЫХ ВОЛН

В диапазонах длинных и сверхдлинных радиоволн хорошо выражены и поверхностные и пространственные волны (как днем, так и ночью), хотя последние, отражаясь от ионосферы (днем на уровне слоя *D*, ночью на уровне слоя *E*), все же играют основную роль.

Условия распространения длинных и сверхдлинных волн почти не зависят от сезона, уровня солнечной активности и не сильно зависят от времени суток (уровень сигналов ночью несколько больше), причем с увеличением длины волны зависимость эта становится все меньшей. Из-за большого поглощения энергии этих волн в ионосфере для радиосвязи на большие расстояния (при использовании многократного отражения волн от ионосферы и Земли) нужны очень мощные передатчики (чем длиннее волна, тем мощнее должен быть передатчик). Кроме того, для получения достаточных мощностей излучения приходится применять антенны очень больших размеров. Частотная «вместимость» диапазона длинных и, тем более, сверхдлинных волн очень мала. Все это определяет сравнительно ограниченную область их применения.

Дальность действия мощных радиовещательных станций, работающих на ДВ, за счет поверхностной волны над сушей может достигать 1 000 *км* и более, за счет пространственной волны — до нескольких тысяч километров (для случая очень мощных станций — до десятков тысяч километров). Диапазон сверхдлинных волн используется главным образом для радионавигации.

ЛИТЕРАТУРА

Долуханов М. П., Распространение радиоволн, Связьиздат, 1960.

Долуханов М. П., Дальнее распространение ультракоротких волн, Связьиздат, 1962.

Черный Ф. Б., Распространение радиоволн, изд-во «Советское радио», 1962.

Грудинская Г. П., Распространение ультракоротких радиоволн, Госэнергоиздат, 1961.

Дымович Н. Д. Ионосфера и ее исследование, изд-во «Энергия», 1964.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ ПРИЕМНИКИ

Практическая деятельность большинства радиолюбителей чаще всего начинается с постройки радиовещательного приемника. Сначала по известным схеме и описанию радиолюбитель собирает свой первый, обычно простейший приемник. Затем, развивая схему и усложняя конструкцию приемника, радиолюбитель постепенно переходит к самостоятельной творческой работе.

Чтобы удачно сконструировать и хорошо наладить сложный приемник, надо ясно представлять себе основные его показатели, знать работу и взаимодействие отдельных его узлов и цепей. Применение типовых схем отдельных каскадов с отработанными номинальными значениями деталей и готовых унифицированных узлов и блоков намного облегчает работу по конструированию приемника. Но и в этом случае радиолюбитель должен хорошо разбираться в схеме и уметь при необходимости рассчитать те или иные ее элементы.

10-1. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПРИЕМНИКА

Диапазон принимаемых частот — область частот, на которые может быть настроен приемник в данном диапазоне (поддиапазоне).

Определяется при помощи измерительного генератора. Перед измерением указатель настройки приемника устанавливают в крайние положения шкалы каждого диапазона, а на вход приемника подают напряжение от генератора стандартных сигналов (ГСС) или гетеродинного волномера (погрешность градуировки по частоте должна быть не более 0,1%). Измерительный генератор настраивают по максимуму напряжения на нагрузке приемника или по электронному индикатору настройки, а на шкале генератора прочитывают граничные частоты данного диапазона.

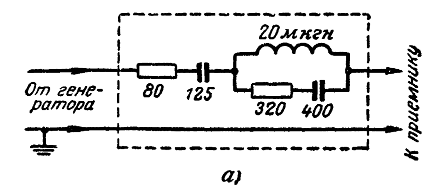
Относительная погрешность градуировки шкалы — отношение разности частоты, указанной на шкале приемника, и частоты сигнала, принимаемого на этой отметке шкалы, к частоте сигнала, выраженное в процентах.

Для определения погрешности указатель настройки приемника устанавливают на отметку шкалы, на вход приемника подают напряжение от гетеродинного волномера, настраивают его на максимум приема (по напряжению на нагрузке приемника или по его электронному индикатору настройки) и получают значения частот на шкалах приемника и волномера. Погрешность градуировки шкалы приемника проверяют в трех точках каждого диапазона, причем крайние точки выбирают на расстоянии 10—20% от начала и конца ее градуировки.

Чувствительность с антенного входа — напряжение (в микровольтах или милливольтах) сигнала несущей частоты в цепи эквивалента антенны (рис. 10-1), которое при амплитудной модуляции с коэффициентом модуляции 0,3 и частотной модуляции 400 или 1 000 *гц* или при частотной модуляции с девиацией частоты ±15 *кгц* и частотой модуляции 1 000 *гц* вызывает на нагрузке приемника нормальное выходное напряжение с превышением уровня сигнала над уровнем шумов не хуже заданного (обычно 20 *дб*).

Измеряется при помощи генератора стандартных сигналов (ГСС), выход которого через эквивалент антенны (рис. 10-1, *а*) соединяют с входными гнездами приемника. Параллельно нагрузке приемника присоединяют измеритель выходного напряжения или милливольтметр звуковых частот. Регуляторы тембра и полосы пропускания приемника устанавливают в положение, соответствующее наиболее узкой полосе его пропускания.

После этого по шкале генератора устанавливают частоту, на которой проводится измерение, и точно настраивают на эту частоту приемник при включенной внутренней модуляции генератора. Момент точной настройки определяют по максимуму показания измерителя выходного напряжения или по электронному индикатору настройки приемника. Затем выключают внутреннюю модуляцию генератора и регулятором



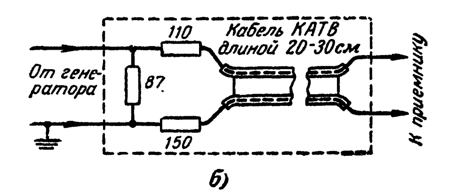


Рис. 10-1. Схемы эквивалентов антенны.

а — для длинноволнового, средневолнового и коротковолнового диапазонов; *б* — для ультракоротковолнового диапазона.

громкости устанавливают напряжение на нагрузке приемника на 20 *дб* (в 10 раз) меньше нормального выходного напряжения. Потом включают внутреннюю модуляцию генератора и устанавливают коэффициент модуляции $m=0,3$. Напряжение сигнала несущей частоты в цепи эквивалента антенны, прочитываемого по шкале генератора, при котором на нагрузке приемника развивается напряжение, равное нормальному, и будет характеризовать чувствительность приемника. Измерение чувствительности проводят в трех точках каждого диапазона (в середине и по краям шкалы), причем крайние точки должны отстоять от начала и конца шкалы на 10—20%.

Чувствительность приемника при работе с внутренней магнитной антенной измеряют таким же путем, но вместо эквивалента антенны к генератору подключают квадратную рамку из медного или латунного прутка диаметром 4,5—5 *мм* со стороной квадрата 380 *мм*. Между рамкой и выходом генератора включают безындукционное сопротивление в 80 *ом*. При измерении чувствительности стержень магнитной антенны должен быть расположен перпендикулярно плоскости рамки, а середина стержня должна находиться от плоскости рамки на расстоянии 1 *м*. При таком измерении чувствительность приемника выражается в милливольтах на метр (*мв/м*).

Чувствительность ультракоротковолнового диапазона приемника измеряют тем же методом, но с другим эквивалентом антенны (рис. 10-1, *б*), при частоте модуляции 1 000 *гц* и с девиацией частоты ±15 *кгц*. Показателем чувствительности принимается половинное значение входного сигнала, прочитываемое по шкале генератора (с частотной модуляцией).

Избирательность (ослабление приема по соседнему каналу) — способность приемника отделять полезный сигнал от мешающего сигнала радиостанции, работающей на соседнем канале.

Определяется при расстройке на ±10 *кгц* в амплитудно-модулированном и на ±250 *кгц* в частотно-модулированном тракте приемника на частотах 250 и 1 000 *кгц* амплитудно-модулированного и 70 *Мгц* частотно-модулированного тракта. Сначала измеряют чувствительность приемника на заданной частоте. После этого, не изменяя настройки приемника и положений регуляторов громкости и тембра, расстраивают измерительный генератор на 10 или 250 *кгц* в обе стороны от частоты точной настройки и подбирают такое напряжение на выходе генератора, при котором напряжение на нагрузке приемника будет равно нормальному выходному напряжению, т. е. измеряют чувствительность приемника при расстройке на величину соседнего канала. Отношение чувствительности при расстройке к резонансной чувствительности, выраженное в децибелах, показывает избирательность приемника по соседнему каналу.

Кроме этого способа, избирательность на ультракоротковолновом частотно-модулированном диапазоне измеряют по крутизне спада резонансной кривой. Для этого от генератора с частотной модуляцией через эквивалент антенны подают на вход приемника напряжение, равное номинальной его чувствительности на этом диапазоне. Настроив приемник, выключают внутреннюю модуляцию генератора и параллельно электролитическому конденсатору детектора отношений приемника подключают электронный вольтметр постоянного тока (заземленный зажим вольтметра должен быть соединен с заземленным выводом электролитического конденсатора, если же оба вывода электролитического конденсатора не заземлены, то вольтметр следует подключить к шасси приемника и к тому выводу электролитического конденсатора, на котором имеется большее напряжение относительно шасси). Приемник дополнительно подстраивают по максимуму напряжения на конденсаторе и замечают показание вольтметра. После этого увеличивают на 6 *дб* (в 2 раза) выходное напряжение генератора и расстраивают его в обе стороны от частоты точной настройки, фиксируя частоты f_1 и f_1', при которых на конденсаторе детектора отношений получается такое же напряжение, как и при точной настройке. Затем увеличивают выходное напряжение генератора на 26 *дб* (в 20 раз) и опять расстраивают его в обе стороны от частоты точной настройки, фиксируя частоты f_2 и f_2', при которых на конденсаторе вновь получается такое же напряжение, как и при точной настройке. Крутизна ската обеих ветвей резонансной кривой, выраженная в децибелах на килогерц (*дб/кгц*), определяется по формулам:

$$S = \frac{20}{f_2 - f_1} \quad \text{и} \quad S' = \frac{20}{f_2' - f_1'}.$$

За крутизну ската резонансной кривой принимается меньшая из величин S и S'.

Полоса пропускания высокочастотной части приемника — интервал частот, на границах которого чувствительность приемника ухудшается на 6 *дб* (в 2 раза) по сравнению с резонансной частотой.

Сначала измеряют чувствительность приемника на заданной частоте, потом, не изменяя настройки приемника и положений регуляторов громкости и тембра, увеличивают выходное напряжение генератора на 6 *дб* и расстраивают его в обе стороны от частоты точного резонанса до тех пор, пока на нагрузке приемника не восстановится нормальное выходное напряжение. Разность найденных таким образом частот расстройки показывает полосу пропускания высокочастотного тракта.

Избирательность по зеркальному каналу — способность приемника отделять полезный сигнал от мешающего сигнала зеркального канала.

Определяется таким же способом, как и избирательность по соседнему каналу, но измерительный генератор расстраивают на величину двойного значения промежуточной частоты: в сторону больших частот (при частоте гетеродина выше принимаемой) и в сторону меньших частот (при частоте гетеродина ниже принимаемой). Выражается отношением чувствительности приемника при расстройке к резонансной чувствительности (в децибелах).

Ослабление приема на частоте, равной промежуточной — параметр, показывающий, во сколько раз чувствительность приемника на резонансной частоте выше чувствительности к колебаниям на промежуточной частоте (в цепи антенны).

Сначала измеряют чувствительность приемника при точной настройке на частоту сигнала. Затем, не изменяя настройки приемника и положений регуляторов громкости и тембра, перестраивают измерительный генератор на номинальную промежуточную частоту и опять измеряют чувствительность приемника. Отношение напряжения сигнала промежуточной частоты к напряжению на частоте точной настройки, выраженное в децибелах, показывает ослабление сигнала промежуточной частоты. Измерения проводятся на частотах, наиболее близких к промежуточной частоте (например, при промежуточной частоте 465 *кгц* измерения проводят на частотах 408 и 520 *кгц* для амплитудно-модулированного и при промежуточной частоте 8,4 *Мгц* на частоте 65,8 *Мгц* для частотно-модулированного тракта приемника).

Чувствительность с гнезд звукоснимателя — величина напряжения (в вольтах) частотой 1 000 *гц*, подводимого от измерительного генератора к гнездам для звукоснимателя, при котором на нагрузке приемника развивается номинальная выходная мощность (при регуляторе громкости, установленном в положение максимального усиления, и регуляторах тембра, находящихся в положении наиболее широкой полосы пропускания).

Номинальная выходная мощность — наибольшая мощность (в вольт-амперах), развиваемая на нагрузке (громкоговорителе или группе громкоговорителей) при заданной величине нелинейных искажений.

Определяется по формуле

$$P = \frac{U^2}{Z},$$

где U — напряжение на нагрузке, *в*;

Z — полное сопротивление нагрузки, *ом* (измеряется на частоте 400 или 1 000 *гц*).

Номинальное выходное напряжение — действующее напряжение (в вольтах) на нагрузке, соответствующее номинальной выходной мощности.

Нормальная выходная мощность — та мощность, при которой проводят измерения высокочастотных параметров приемника (для радиовещательных приемников за нормальную принята мощность в 50 *мва*).

Нормальное выходное напряжение — то напряжение (в вольтах) на нагрузке (громкоговорителе или группе громкоговорителей), которое соответствует нормальной выходной мощности.

Вычисляется по формуле

$$U_{норм} = \sqrt{P_{норм} Z}.$$

Действие автоматической регулировки усиления (АРУ) — способность приемника поддерживать в заданных пределах напряжение на нагрузке при изменении входного напряжения.

Для проверки действия АРУ на вход приемника через эквивалент антенны подают от измерительного генератора напряжение заданной величины (обычно на 26—40 *дб* выше номинальной чувствительности приемника), модулированное по амплитуде напряжением частоты 400 или 1 000 *гц* с глубиной модуляции 0,3 (для амплитудно-модулированного тракта) или с девиацией частоты ±15 *кгц* (для частотно-модулированного тракта). Регулятор громкости при этом устанавливают в такое положение, при котором на нагрузке приемника получается напряжение, соответствующее 0,25 его номинальной выходной мощности. Затем напряжение от генератора уменьшают в заданное число раз и вновь измеряют напряжение на нагрузке. Отношение напряжений на нагрузке приемника при максимальном и минимальном напряжениях на его входе, выраженное в децибелах, характеризует действие АРУ. Измерения проводят на частотах 1 000 *кгц* и 70 *Мгц*.

Частотная характеристика приемника — кривая зависимости выходного напряжения от частоты модуляции при постоянных значениях напряжения, частоты и глубины модуляции сигнала на входе приемника.

Чтобы снять характеристику напряжение высокой частоты в 1 *мв* при частоте модуляции 1 000 *гц* и глубине 0,3 подают от измерительного генератора через эквивалент антенны на вход приемника. Последний точно настраивают на частоту генератора по максимальному напряжению на нагрузке приемника и затем регулятором громкости устанавливают это напряжение таким, чтобы оно соответствовало 0,25 номинальной выходной мощности (или нормальной выходной мощности, если 0,25 номинальной выходной мощности ниже 50 *мва*). Регуляторы тембра должны быть в положении наиболее широкой полосы пропускания. После этого, изменяя частоту модуляции и поддерживая неизменными ее глубину и напряжение от генератора, отмечают зависимость выходного напряжения приемника от частоты модуляции и по полученным значениям строят кривую зависимости напряжения на нагрузке от частоты модуляции (частотную характеристику всего тракта усиления приемника). Измерения проводят на частотах 220 и 1 000 *кгц* (для амплитудно-частотного тракта) и 70 *Мгц* (для частотно-модулированного тракта). Девиация частоты при измерении на ультракоротковолновом частотно-модулированном диапазоне поддерживается на уровне ±15 *кгц*.

При подаче на измерительный генератор внешнего частотно-модулирующего напряжения необходимо предусмотреть цепь предыскажений с постоянной времени 50 *мксек* (можно проводить измерения и без цепи предыскажений с последующей коррекцией частотной характеристики).

Подавление сопутствующей амплитудной модуляции в ультракоротковолновом частотно-модулированном диапазоне — способность приемника ослаблять напряжение звуковой частоты на его выходе, обусловленное сопутствующей амплитудной модуляцией сигнала.

Для определения этого параметра на вход приемника через эквивалент антенны от измерительного генератора с частотной модуляцией подают напряжение частотой 70 *Мгц*, модулированное частотой 1 000 *гц*, при девиации частоты ±15 *кгц*, и точно настраивают приемник на эту частоту. Напряжение на нагрузке приемника, соответствующее нормальному выходному напряжению, устанавливают регулятором громкости приемника. Затем, не изменяя уровня сигнала, переключают генератор с частотной модуляции на амплитудную модуляцию с глубиной 0,3 и вновь измеряют напряжение на нагрузке приемника, расстраивая генератор в пределах ±50 *кгц*. Отношение напряжения частотно-модулированного сигнала к наибольшему напряжению амплитудно-модулированного сигнала при расстройке, выраженное в децибелах, и является показателем подавления сопутствующей амплитудной модуляции.

Уход частоты гетеродина от самопрогрева — параметр, показывающий, на сколько изменяется частота гетеродина из-за нагревания его деталей.

Чтобы определить это, гетеродинный волномер, слабо связанный с гетеродином приемника, настраивают по нулевым биениям на частоту последнего, предварительно включенного и настроенного на высшую частоту диапазона: Первое измерение частоты гетеродина проводят через 5 *мин* после включения приемника. Затем измерения повторяют через каждые 15 *мин* до тех пор, пока частота гетеродина не стабилизируется. Разность первого и последнего измерения показывает величину ухода частоты гетеродина приемника. Измерения проводят на наиболее высоких частотах коротковолнового и ультракоротковолнового диапазонов.

10-2. БЛОК-СХЕМЫ ПРИЕМНИКОВ

По принципу усиления принимаемого сигнала радиоприемные устройства делятся на приемники прямого усиления, в которых сигнал усиливается непосредственно, и супергетеродинные приемники, в которых основное усиление происходит на фиксированной (промежуточной) частоте, получаемой в результате преобразования частоты сигнала.

Приемники прямого усиления содержат обычно один или два каскада усиления высокой частоты, детекторный каскад и усилитель низкой частоты (рис. 10-2, *а*). Радиолюбители часто используют рефлексные схемы (рис. 10-2, *б*), в которых один и тот же каскад выполняет две различные функции (например, работает усилителем высокой частоты и предварительным усилителем низкой частоты). Для повышения чувствительности и избирательности детекторный каскад приемника

может быть выполнен по регенеративной схеме (с положительной обратной связью).

Супергетеродинные приемники могут быть построены по простой схеме (рис. 10-2, *в*) без каскада усиления высокой частоты с однокаскадным усилителем промежуточной частоты или по более сложной схеме (рис. 10-2, *г*), по которой строят все современные радиовещательные супергетеродинные приемники. Такие приемники рассчитываются на прием не только амплитудно-модулированных радиостанций в диапазонах длинных, средних и коротких волн, но и для приема частотно-модулированных радиостанций в ультракоротковолновом диапазоне. Они имеют отдельный входной блок с усилителем и преобразователем частоты, комбинированный усилитель промежуточной частоты и дополнительный частотный детектор.

Рис. 10-2. Блок-схемы радиовещательных приемников.

а — прямого усиления; *б* — рефлексная прямого усиления; *в* — супергетеродинная; *г* — супергетеродинная с УКВ ЧМ диапазоном; *ВЦ* — входная цепь; *УВЧ* — усилитель высокой частоты; *Д* — детектор; *ОУ* — оконечный усилитель низкой частоты; *РК* — рефлексный каскад (усилитель высокой частоты и предварительный усилитель низкой частоты); *П* — преобразователь частоты; *УПЧ* — усилитель промежуточной частоты; *УНЧ* — предварительный усилитель низкой частоты; *ВБ* — входной ультракоротковолновый блок; *ПУ* — преобразователь частоты амплитудно-модулированных сигналов и усилитель промежуточной частоты частотно-модулированных сигналов; *ЧД* — частотный детектор.

Выбор той или иной схемы приемника зависит от его назначения и предъявляемых к нему требований. Схемы прямого усиления применяют главным образом для малогабаритных транзисторных приемников, рассчитанных на слушание мощных или близлежащих радиостанций. Во всех остальных случаях приемник целесообразно строить по супергетеродинной схеме.

Чувствительность радиовещательного приемника в длинноволновом и средневолновом диапазонах нужно выбирать в пределах 100—50 *мкв* (большая чувствительность на этих диапазонах нецелесообразна из-за ограничивающего действия атмосферных и промышленных помех). На коротких и ультракоротких волнах чувствительность приемника может быть повышена до 50—10 *мкв*.

Полоса пропускания амплитудно-модулированного тракта радиовещательного приемника должна быть в 2 раза шире, чем высшая частота модуляции. В случае применения переменной полосы пропускания последняя должна уменьшаться в 2—3 раза. Частотно-модулированный тракт приемника должен иметь полосу пропускания не менее 200 *кгц*.

Усиление радиочастотного тракта (до детектора), равное произведению коэффициентов усиления предшествующих каскадов и входной цепи, выбирается таким, чтобы при напряжении сигнала на входе приемника, равном величине чувствительности, на выходе детектора развивалось напряжение не менее 200—300 *мв*. Увеличение напряжения на выходе детектора до 3—5 *в* позволяет повысить эффективность действия АРУ.

Ослабление приема по соседнему каналу (например, при расстройке на ±10 *кгц* для амплитудно-модулированного тракта) равно произведению ослаблений, создаваемых всеми каскадами и входной цепью приемника при расстройке на соседнюю фиксированную частоту. Ослабление приема на зеркальной частоте равно произведению ослаблений, которые создают входная цепь и усилитель высокой частоты при расстройке на удвоенную промежуточную частоту. Ослабление приема на частоте, равной промежуточной, также равно произведению ослаблений тех же каскадов приемника на промежуточной частоте.

Общее снижение частотной характеристики (кривой верности) радиочастотного тракта (включая и детектор) на границе полосы пропускания можно считать допустимым до 4 *дб* на частотах не выше 250 *кгц* и до 2 *дб* на частотах выше 250 *кгц*.

10-3. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ПРИЕМНИКА

Входными цепями называют устройства, связывающие вход приемника с первой лампой или транзистором. В эти устройства входят контуры настройки, фильтры, катушки и конденсаторы связи с антенной.

Контур настройки

Контур настройки определяет диапазон приемника. Коэффициент перекрытия диапазона контуром (рис. 10-3, *а*):

$$k_{\text{п}} = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}},$$

где $f_{\text{макс}}$ и $f_{\text{мин}}$ — максимальная и минимальная частоты диапазона, *Мгц*.

Индуктивность катушки (в микрогенри) контура

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 \left(k_{\text{п}}^2 - 1\right)}{C f_{\text{макс}}^2},$$

где $C = C_{\text{макс}} - C_{\text{мин}}$ — емкость конденсатора настройки, *пф*.

Дополнительная емкость (в пикофарадах) контура

$$C_{\text{д}} = \frac{C_{\text{макс}} - k_{\text{п}}^2 C_{\text{мин}}}{k_{\text{п}}^2 - 1}.$$

Распределенная емкость (в пикофарадах) контура

$$C_{\text{р}} = C_{\text{к}} + C_{\text{м}} + C_{\text{вх}},$$

где $C_{\text{к}}$ — емкость катушки контура, *пф*;
$C_{\text{м}}$ — емкость монтажа, *пф*;
$C_{\text{вх}}$ — емкость сетка-катод лампы, *пф*.

При расчете емкость контурной катушки следует выбирать в пределах 3—25 *пф*, емкость монтажа в пределах 5—20 *пф* (большие цифры относятся к диапазонам более низких частот). Для контура усилителя высокой частоты, включенного в анодную цепь лампы, надо добавить еще выходную емкость этой лампы.

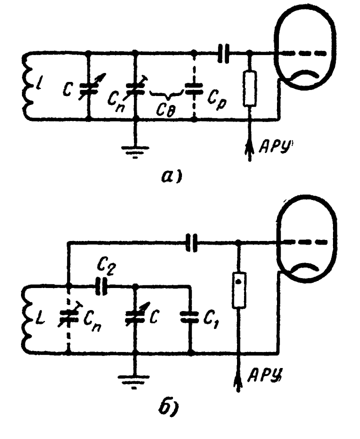


Рис. 10-3. Схемы контуров настройки диапазонов длинных, средних и коротких волн.

а — для входной цепи; *б*—для входной цепи поддиапазонов коротких волн с растянутой и полурастянутой шкалой.

Емкость (в пикофарадах) подстроечного конденсатора

$$C_п = C_д - C_р.$$

Эта величина должна быть положительной и не менее 5—15 *пф*, чтобы при регулировке контура можно было исправить вероятную ошибку в определении емкости $C_р$. Если же величина $C_п$ получится отрицательной или меньше 5 *пф*, то нужно уменьшить коэффициент перекрытия $k_п$ или выбрать конденсатор настройки с большей максимальной емкостью.

Добротность входных контуров супергетеродинных приемников для средних и длинных волн должна выбираться с учетом верхней граничной частоты полосы пропускания звуковых частот $F_в$. Ориентировочные величины добротности контура для различных значений $F_в$ и диапазонов волн приведены в табл. 10-1.

Таблица 10-1

Добротность контуров длинноволнового и средневолнового диапазонов

Диапазоны	Число входных контуров	Верхняя граничная частота полосы пропускания, *гц*: 6 000	4 000	3 500	3 000
		Добротность контуров			
Длинноволновый	1	22	33	37	43
	2	13	19	22	25
Средневолновый	1	35	53	60	70
	2	22	33	37	43

Добротность входных контуров коротковолнового и ультракоротковолнового диапазонов супергетеродинного приемника и всех контуров приемника прямого усиления должна быть возможно большей. Следует учитывать, что при включении контура в схему добротность его падает. Поэтому добротность катушки контура должна быть на 20—25% больше добротности контура.

При обычных значениях коэффициента перекрытия диапазона (примерно 2,5—3) коротковолновый диапазон охватывает много участков, отведенных для работы радиовещательных станций, и настройка на них даже при применении верньерного устройства с большим замедлением затруднительна. Чтобы облегчить настройку, применяют так называемые растянутые коротковолновые поддиапазоны, коэффициент перекрытия которых искусственно уменьшают. Схема контура для поддиапазонов коротких волн с растянутой шкалой показана на рис. 10-3, *б*, а его данные приведены в табл. 10-2.

Таблица 10-2

Данные элементов входного контура для поддиапазонов коротких волн с растянутой шкалой

Диапазоны, *м*(*Мгц*)	*L*, *мкгн*	C_1, *пф*	C_2, *пф*
25(11,4—12,1)	1,73	260	100
31(9,2—9,9)	2,58	250	100
41(6,9—7,5)	4,5	255	100
49(5,8—6,25)	6,48	250	100
25—31(9,4—12,1)	1,73	364	91
41—49(5,8—7,5)	4,5	320	91
50—70(3,95—5,75)	7,66	445	82
41—70(3,95—7,5)	4,5	650	82

Таблица составлена для нормализованного блока конденсаторов переменной емкости с $C_{мин}=12$ *пф* и $C_{макс}=495$ *пф*. Емкость C_1 нужно составить из ближайшего по номиналу конденсатора постоянной емкости и параллельно включенного с ним подстроечного конденсатора (например, емкость $C_1=260$ *пф* составляют из конденсатора емкостью 240 *пф* и подстроечного конденсатора емкостью 8—30 *пф*).

Связь с антенной

В радиовещательных приемниках наиболее часто используют емкостную (рис. 10-4, *а*) или индуктивную (рис. 10-4, *б*) связь входного контура с антенной. Иногда применяют и индуктивно-емкостную связь (рис. 10-4, *в*).

Емкостная связь осуществляется наиболее просто. Однако при такой связи получается большая неравномерность передачи напряжения по диапазону. Поэтому емкостную связь можно использовать только в тех случаях, когда коэффициент перекрытия диапазона невелик (на растянутых и полурастянутых поддиапазонах).

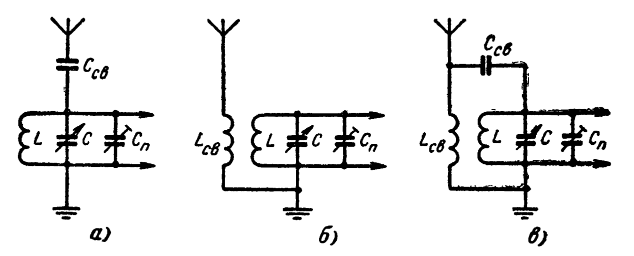


Рис. 10-4. Схемы связи входного контура с антенной.

а — емкостная; *б* — индуктивная; *в* — индуктивно-емкостная.

Индуктивная связь при правильно выбранных индуктивности катушки связи $L_{св}$ и коэффициенте связи дает лучшую передачу напряжения по диапазону и поэтому применяется чаще, чем емкостная связь.

Индуктивно-емкостная связь обладает преимуществами первых двух видов связи и применяется в сложных многоламповых приемниках для достижения высоких электрических показателей.

Типовые значения индуктивности катушек контура L и связи $L_{св}$, емкости конденсатора связи $C_{св}$ и коэффициента связи k для различных диапазонов приведены в табл. 10-3.

Таблица 10-3

Типовые значения элементов входной цепи и коэффициента связи для различных диапазонов

Диапазоны	L, мкгн	$L_{св}$, мкгн	$C_{св}$, пф	$k=\frac{M}{\sqrt{LL_{св}}}$
Длинноволновый	2 000	15 500	62	0,45
Средневолновый	160	1 300	43	0,25
Коротковолновый	3,2	4—25	3—10	0,03

Фильтры для ослабления приема на частоте, равной промежуточной

Когда входная цепь и усилитель высокой частоты не имеют требуемого ослабления приема на частоте, равной промежуточной, то применяют специальные фильтры, схемы которых приведены на рис. 10-5.

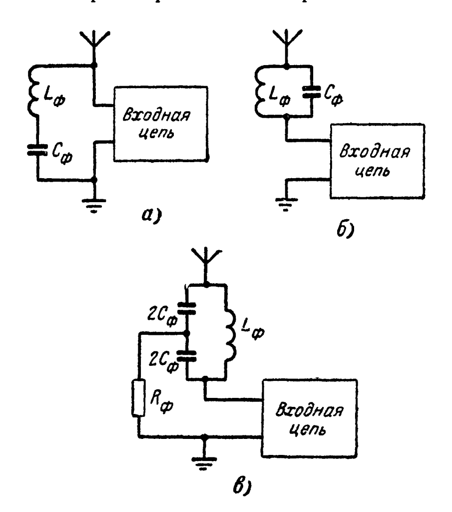


Рис. 10-5. Схемы фильтров для подавления помехи на промежуточной частоте.

а — последовательный; *б* — параллельный; *в* — сложный пропускающий.

Индуктивность (в микрогенри) катушки фильтра $L_ф$ и емкость (в пикофарадах) конденсатора фильтра $C_ф$ должны удовлетворять следующему соотношению:

$$L_ф = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{C_ф f_{пр}^2},$$

где $f_{пр}$ — промежуточная частота, *кгц*.

Сопротивление (в килоомах) резистора

$$R_ф = \frac{3{,}14 f_{пр} L_ф \cdot 10^{-6}}{2d_ф},$$

где $d_ф$ — затухание катушки фильтра.

Катушки и конденсаторы для фильтра можно использовать такие же, как и в контурах усилителя промежуточной частоты. Важно лишь, чтобы фильтр был точно настроен на промежуточную частоту приемника.

Входные устройства с магнитной антенной

Магнитная антенна, представляющая собой стержень из феррита с обмоткой, преимущественно применяется в транзисторных переносных и карманных приемниках, в которых она служит еще и входным контуром.

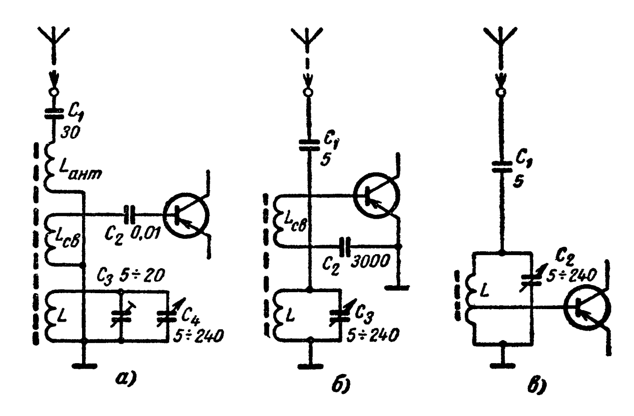


Рис. 10-6. Схемы магнитной антенны для транзисторных приемников.

а — с индуктивной связью; *б* — с емкостной связью; *в* — с автотрансформаторной связью.

В транзисторных приемниках связь магнитной антенны с транзистором осуществляется с помощью специальной катушки связи $L_{св}$ (рис. 10-6, *а* и *б*) или путем автотрансформаторной связи (рис. 10-6, *в*). Входной контур связывают (если это нужно) с наружной антенной через емкость C_1 (рис. 10-6, *б* и *в*) или применяют для этого индуктивно-емкостную связь (рис. 10-6, *а*),

На рис. 10-7, *а* показана схема включения катушек магнитной антенны двухдиапазонного приемника. На средних волнах (переключатель *П* в положении *1*) работает катушка L_2, а на длинных (переключатель *П* в положении *2*) включенные последовательно катушки L_2 и L_3. Катушка связи антенны с транзистором L_1 размещена между катушками L_2 и L_3. Схема, показанная на рис. 10-7, *б*, отличается от предыдущей тем, что на стержне магнитной антенны расположена только катушка контура средневолнового диапазона L_2 и катушка связи с транзистором L_1. Катушка контура длинноволнового диапазона L_3 и катушка связи с транзистором на этом диапазоне L_4 размещены отдельно от магнитной антенны. При работе приемника на длинноволновом диапазоне катушка L_2 выполняет функцию только магнитной антенны и подключается к отводу от катушки L_3. Такая схема входной цепи обладает тем преимуществом, что настройка контуров одного диапазона не влияет на настройку контуров другого.

В сетевых многоламповых приемниках магнитная антенна применяется для приема местных или мощных радиостанций, работающих в длинноволновом и средневолновом диапазонах. В этом случае магнитная антенна может включаться отдельно от входного контура (рис.

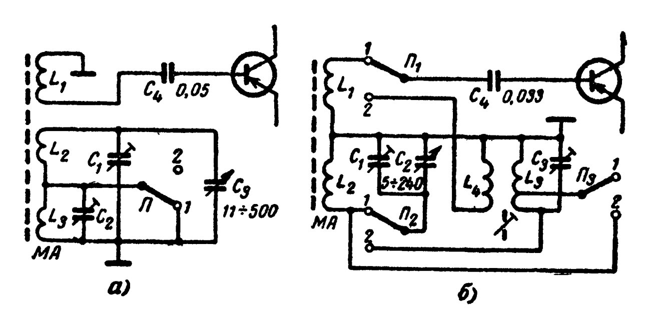


Рис. 10-7. Схемы включения катушек магнитной антенны в контур.

а — с последовательным включением катушек; *б* — с дополнительным контуром.

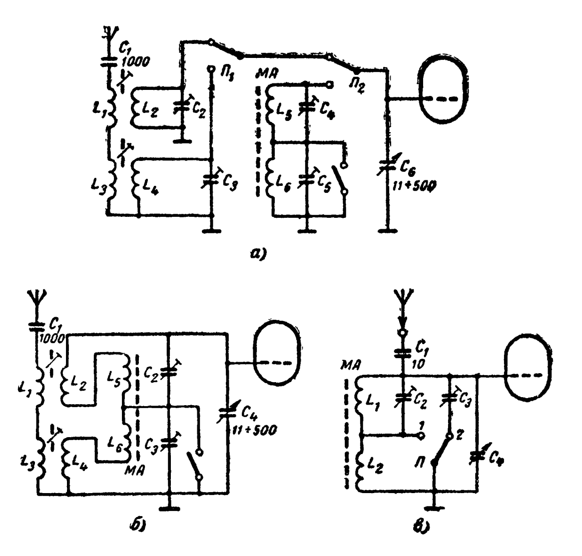


Рис. 10-8. Схемы входной цепи ламповых приемников с магнитной антенной.

а — с автономным включением магнитной антенны; *б* — с последовательным включением магнитной антенны в контур; *в* — с входным контуром, состоящим из магнитной антенны.

10-8, *а*), входить составной частью во входной контур (рис. 10-8, *б*) или полностью составлять входной контур (рис. 10-8, *в*).

Магнитная антенна обладает ярко выраженной направленностью. Наибольшая громкость приема на эту антенну получается в том случае, когда ось стержня магнитной антенны направлена на передающую станцию. Поэтому при приеме разных станций приходится поворачивать магнитную антенну. В транзисторных карманных и переносных приемниках магнитная антенна закреплена жестко и поворачивать ее приходится вместе с корпусом приемника. В стационарных приемниках для поворота магнитной антенны делают специальные устройства, а ручку управления выводят на лицевую панель приемника.

При работе от внешней антенны магнитную антенну следует рассматривать как обычную входную цепь без учета ее действия как антенны и рассчитывать ее как обычную контурную катушку.

10-4. УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Каскад усиления высокой частоты может быть апериодическим или резонансным. В последнем случае он имеет контуры, настраиваемые на частоту принимаемой радиостанции.

Апериодический усилитель

Апериодический каскад усиления высокой частоты позволяет повысить только чувствительность приемника. Наиболее часто его применяют в транзисторных приемниках прямого усиления, где коэффициент усиления одного каскада в зависимости от типа транзистора может быть от 5 до 30.

Такой усилитель можно выполнить по схеме с дросселем L (рис. 10-9, *а*) или трансформатором L_1 L_2 (рис. 10-9, *б*) в цепи коллектора. Сердечником для них обычно служит ферритовое кольцо с магнитной проницаемостью 100—1 000. Добротность катушки в этом случае получается довольно высокой и это может привести к уменьшению полосы пропускания. Чтобы избежать этого, параллельно катушке в цепи коллектора подключают резистор (R_3 на рис. 10-9, *а*), сопротивление которого подбирают опытным путем по требуемой полосе пропускания.

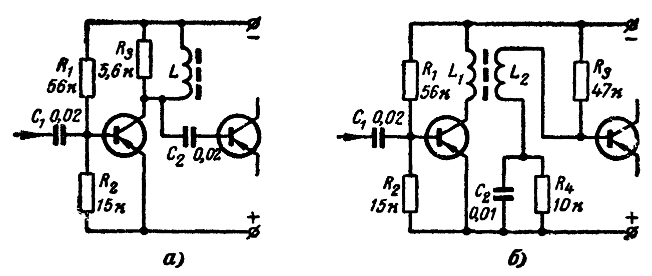


Рис. 10-9. Схемы апериодического усилителя высокой частоты на транзисторах.

а — с дросселем в цепи коллектора; *б* — с трансформатором.

Апериодический усилитель высокой частоты на транзисторах может быть собран и по схеме с резистором в цепи коллектора, которая получается из схемы на рис. 10-9, *а* путем исключения катушки L. Усиление такого каскада зависит от сопротивления резистора R_3, выбираемого в соответствии с типом транзистора и напряжением питания (оно может быть 3,9—6,8 *ком*).

Предпочтительнее применять схему усилителя с трансформатором, позволяющую добиться лучшего согласования выхода предыдущего каскада с входом последующего. Преимущество этой схемы заключается еще и в том, что резисторы делителя в цепи базы транзистора (R_3 и R_4 на рис. 10-9, *б*) практически не шунтируют катушку L_1. Другое преимущество каскада усиления высокой частоты с трансформатором заключается в

том, что его легко можно переделать в рефлексный каскад, выполняющий одновременно две различные функции.

В транзисторных карманных и переносных приемниках, собранных по схеме прямого усиления, рефлексный каскад обычно используется как апериодический усилитель высокой частоты и предварительный усилитель низкой частоты (рис. 10-10). Принятый сигнал с

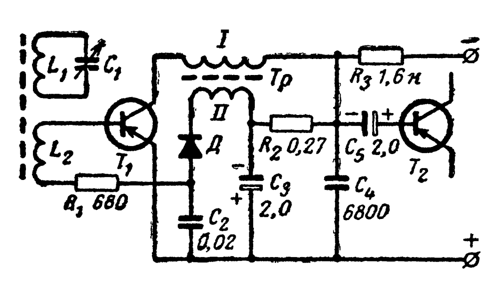


Рис. 10-10. Схема транзисторного рефлексного каскада.

контура L_1C_1 через катушку связи L_2 поступает на базу транзистора T_1 и усиливается им. В коллекторную цепь этого транзистора включена обмотка *I* трансформатора *Тр*, а к его обмотке *II* подключен детектор *Д*, нагрузкой которого по низкой частоте служит входное сопротивление транзистора T_1. Конденсатор C_2 блокирует входное сопротивление транзистора и одновременно развязывает входную цепь от детектора по высокой частоте. Резистор R_1 предотвращает возможность самовозбуждения каскада, а резистор R_2 и конденсатор C_3 образуют развязывающий фильтр по низкой частоте. Усиленные транзистором T_1 колебания низкой частоты снимаются с резистора R_3 и через конденсатор C_5 подводятся к базе транзистора T_2 для дальнейшего усиления. Конденсатор C_4 блокирует колебания высокой частоты на входе усилителя низкой частоты.

Резонансный усилитель

Резонансный усилитель позволяет повысить не только чувствительность, но и избирательность приемника. Типовые схемы резонансного каскада усиления высокой частоты приведены на рис. 10-11.

Расчет лампового каскада усиления высокой частоты производят в следующей последовательности.

Величина предельного устойчивого усиления каскада с выбранной лампой в данном диапазоне

$$K_у = 6\sqrt{\frac{S}{f_{макс}C_{пр}}},$$

где S — крутизна лампы, *ма/в*;
$f_{макс}$ — максимальная частота диапазона, *Мгц*;
$C_{пр}$ — проходная емкость (в пикофарадах) лампы (между анодом и сеткой) с учетом распределенной емкости монтажа и ламповой панельки (0,02 *пф* для ламп пальчиковой и 0,01 *пф* для ламп металлической серии).

Из этой формулы следует, что в резонансном каскаде целесообразно применять лампы с высокой крутизной характеристики и минимальной проходной емкостью. Кроме того, выбранная лампа должна иметь удлиненную характеристику (если каскад охвачен действием АРУ) и высокое внутреннее сопротивление. Таким требованиям удовлетворяют лампы типов 1К2П, 6К4П и др.

Максимальная величина эквивалентного резонансного сопротивления (в килоомах) контура

$$R_к = 6{,}28QLf_{макс}\cdot 10^{-3},$$

где Q — добротность контура;
L — индуктивность катушки, *мкгн*.

Коэффициент трансформации, необходимый для устойчивой работы каскада,

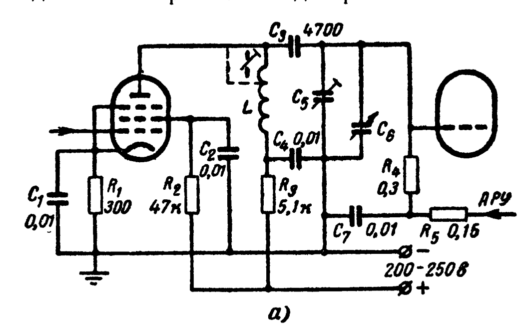
$$n_1 = \frac{K_у}{SR_к}.$$

Коэффициент трансформации, необходимый для сохранения избирательности контура,

$$n_2 = 0{,}5\sqrt{\frac{R_i}{R_к}},$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы, *ком*.

Из величин n_1 и n_2 надо выбрать меньшую, которая обозначается n, причем если она превышает единицу, то для дальнейших расчетов надо принять $n=1$.



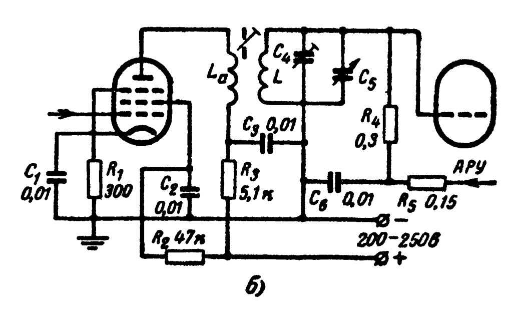


Рис. 10-11. Схемы резонансных каскадов усиления высокой частоты.

а — с непосредственным (или автотрансформаторным) включением контура; *б* — с трансформаторным включением контура.

При $n=1$ можно применить схему с непосредственным включением контура в анодную цепь лампы (рис. 10-11, *а*) или схему с трансформаторным включением контура (рис. 10-11, *б*). В последнем случае взаимная

индуктивность (в миллигенри) между катушками $L_а$ и L:

$$M=nL,$$

где L — индуктивность катушки контура, *мгн.*

Индуктивность (в миллигенри) анодной катушки

$$L_а=(6\div 8)\,n^2L.$$

Если же $n<1$, то при автотрансформаторной схеме (рис. 10-11, *а*) анод лампы следует присоединять к отводу от катушки L, который должен быть сделан от nw витков катушки, считая от заземленного по высокой частоте вывода (нижнего по схеме).

Усиление на частоте $f_{макс}$:

$$K_1=SR_кn.$$

Усиление на частоте $f_{мин}$:

$$K_2=K_1\,\frac{f_{мин}}{f_{макс}}.$$

Ослабление приема по зеркальному каналу

$$\sigma_з=Q\left(\frac{f+2f_{пр}}{f}-\frac{f}{f+2f_{пр}}\right),$$

где f — частота, на которую настроен контур, *Мгц*;
$f_{пр}$ — промежуточная частота, *Мгц*.

Расчет следует производить для наиболее невыгодного случая, когда $f=f_{макс}$.

Ослабление приема сигнала с частотой, равной промежуточной, можно производить по той же формуле, что и для ослабления приема по зеркальному каналу, но вместо $f+2f_{пр}$ надо подставить $f_{пр}$. Расчет следует производить для наиболее невыгодного случая, когда приемник настроен на частоту диапазона, наиболее близкую к промежуточной.

Сопротивление (в килоомах) резисторов в цепях питания радиолампы рассчитывают по формуле

$$R=\frac{\Delta U}{I},$$

где ΔU — необходимое падение напряжения, *в*;
I — ток соответствующей цепи лампы, *ма*.

Мощность (в ваттах), рассеиваемая на резисторе,

$$P=\frac{\Delta U^2}{1\,000R}.$$

При выборе конденсаторов можно ориентироваться на емкости, указанные на схемах.

10-5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

В преобразовательном каскаде приемника, состоящем из **гетеродина**, вырабатывающего собственные высокочастотные колебания, и **смесителя**, на который подают колебания принятого сигнала, образуется так называемая **промежуточная частота**. На этой частоте и осуществляют затем усиление принятого сигнала.

В радиовещательных приемниках функции смесителя и гетеродина чаще всего выполняет одна и та же многоэлектродная лампа (лампы типов 1А2П, 6А2П, 1И2П, 6И1П и др.) Типовые схемы преобразователей частоты таких приемников показаны на рис. 10-12.

В сложных многоламповых супергетеродинных приемниках иногда применяют схемы, в которых функции смесителя и гетеродина выполняют две лампы (рис. 10-13).

В простых транзисторных приемниках преобразователь частоты обычно выполняют на одном транзисторе

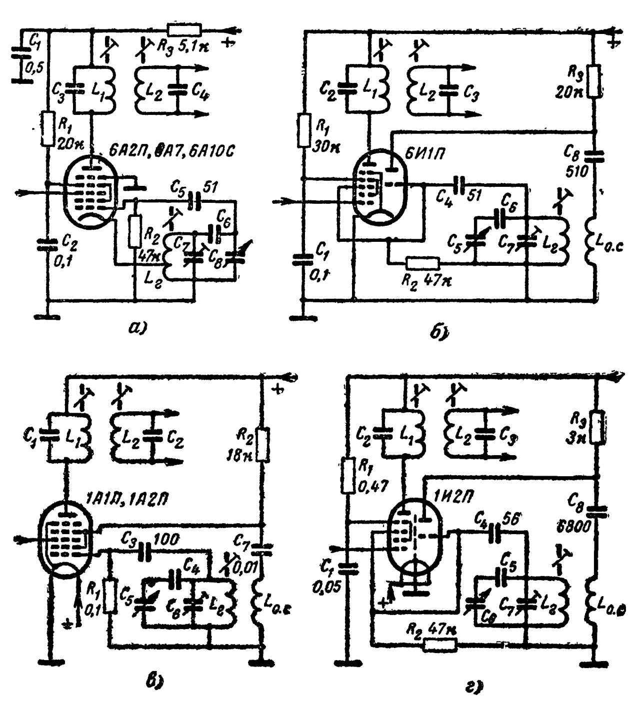


Рис. 10-12. Схемы преобразователей частоты.

а — на гептоде косвенного накала; *б* — на триод-гептоде; *в* — на гептоде прямого накала; *г* — на триод-гептоде.

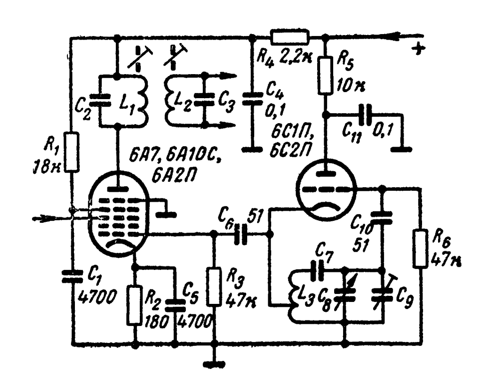


Рис. 10-13. Схемы преобразователя частоты с отдельным гетеродином.

(рис. 10-14, *а*, *б* и *в*). В более сложных транзисторных приемниках, чаще всего в приемниках с коротковолновым диапазоном, применяют схемы с раздельными гетеродином и смесителем частоты (рис. 10-14, *г*), так как гетеродин, работающий на отдельном транзисторе, обес-

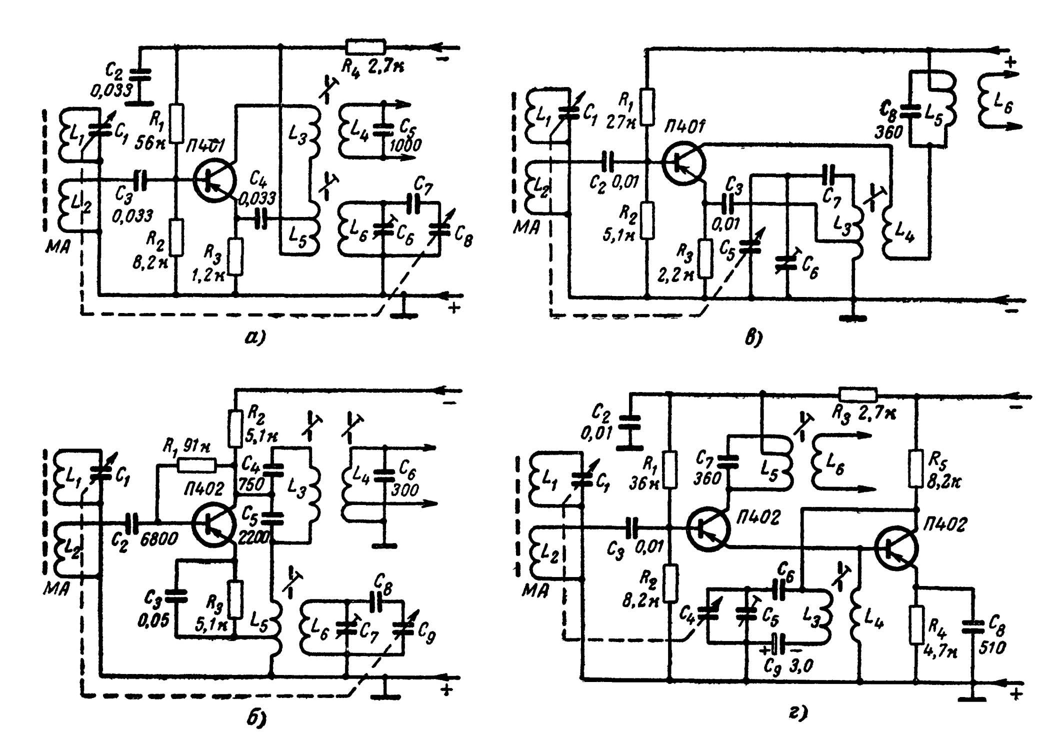


Рис. 10-14. Схемы преобразователей частоты на транзисторах.

а, б и в — на одном транзисторе; *г* — на двух транзисторах с отдельным гетеродином.

печивает большую стабильность частоты. Во всех схемах преобразователей частоты, показанных на рис. 10-14, напряжение от гетеродина вводится в цепь эмиттера смесительного транзистора.

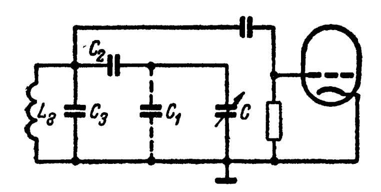


Рис. 10-15. Схема контура гетеродина (к табл. 10-4).

Особенность расчета преобразователя частоты состоит в определении элементов контура гетеродина (рис. 10-15). Частота последнего при изменении частоты входного контура (при его настройке) должна изменяться так, чтобы всегда получалась выбранная промежуточная частота. Достигается это точным с о п р я ж е н и е м радиочастотного контура с контуром гетеродина.

Расчет элементов контура гетеродина очень сложен, поэтому в табл. 10-4 приводятся типовые данные элементов контура гетеродина для стандартных диапазонов длинных, средних и коротких волн.

На коротковолновых поддиапазонах с растянутой шкалой значения емкости конденсаторов контура гетеродина могут быть такими же, что и для входного контура (см. рис. 10-3, *б* и табл. 10-2), а индуктивность катушки (в микрогенри) можно определить по следующей формуле

$$L_г = \frac{2,53 \cdot 10^4}{f_г^2 C},$$

где $f_г$ — частота гетеродина, *Мгц*;

$$f_г^2 = (f_{макс} + f_{пр})^2.$$

Таблица 10-4

Данная элементов контура гетеродина для различных диапазонов

Диапазоны	$L_г$, *мкгн*	C_2, *пф*	C_3, *пф*
Длинноволновый . . .	280	240	86
Средневолновый . . .	90	560	34
Коротковолновый . .	2,4	4 700	15

Таблица составлена для нормализованного блока конденсаторов переменной емкости с $C_{мин}$=12 *пф* и $C_{макс}$=495 *пф*. Емкость C_3 нужно составить из ближайшего по номиналу конденсатора постоянной емкости и параллельно включенного с ним подстроечного конденсатора (например, емкость C_3=86 *пф* составляют из конденсатора емкостью 75 *пф* и подстроечного конденсатора емкостью 6—20 *пф*).

10-6. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

В любительских ламповых радиовещательных приемниках в каскадах усиления промежуточной частоты чаще всего используют полосовые фильтры, настраиваемые обычно на частоту 465 *кгц*. В анодную цепь лампы преобразователя частоты также включают фильтр промежуточной частоты. Такие приемники содержат два-три фильтра.

Каскад усиления промежуточной частоты повышает не только чувствительность, но и избирательность приемника. От его параметров существенно зависит и

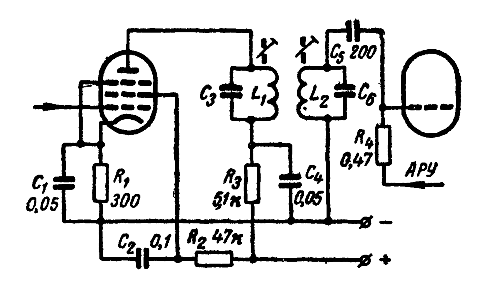


Рис. 10-16. Схема каскада усиления промежуточной частоты.

полоса пропускания радиочастотного тракта. В свою очередь полоса пропускания фильтра промежуточной частоты зависит от добротности контуров и связи между ними.

На рис. 10-16 приведена типовая схема каскада усиления промежуточной частоты, применяемая в ламповых радиовещательных приемниках. Фильтр промежуточной частоты, образуемый контурами L_1C_3 и L_2C_6, настраивается на промежуточную частоту сердечниками из феррита или карбонильного железа. Количество фильтров промежуточной частоты в приемнике можно определить, исходя из данных табл. 10-5.

Таблица 10-5

Необходимое количество фильтров промежуточной частоты

Полоса пропускания, *гц*	Избирательность по соседнему каналу, *дб*	Количество фильтров
12 000	16—20	2
	20—25	3
8 000	26—30	2
	30—36	3
7 000	30—36	2
	36—42	3
6 000	36—40	2
	40—50	3

В фильтрах промежуточной частоты применяют не только индуктивную, но и емкостную связь между контурами (рис. 10-17, *а* и *б*). Иногда связь между контурами фильтра делают переменной (рис. 10-17, *в*), что позволяет изменять полосу пропускания фильтра промежуточной частоты, а отсюда и избирательность приемника.

В малоламповых любительских приемниках для повышения усиления и избирательности иногда применяют в каскаде усиления промежуточной частоты положительную обратную связь. Две возможных схемы такого каскада показаны на рис. 10-18. Иногда с целью уменьшения числа ламп в приемнике каскад усиления промежуточной частоты строят по рефлексной схеме (рис. 10-19), используя его еще и для предварительного усиления низкой частоты.

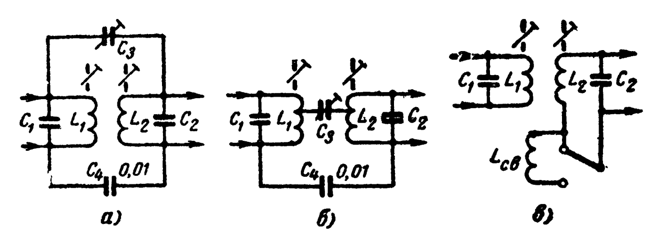


Рис. 10-17. Схемы двухконтурных фильтров промежуточной частоты с различной связью между контурами.

а и *б* — с емкостной связью; *в* — с индуктивной связью и переменной полосой пропускания.

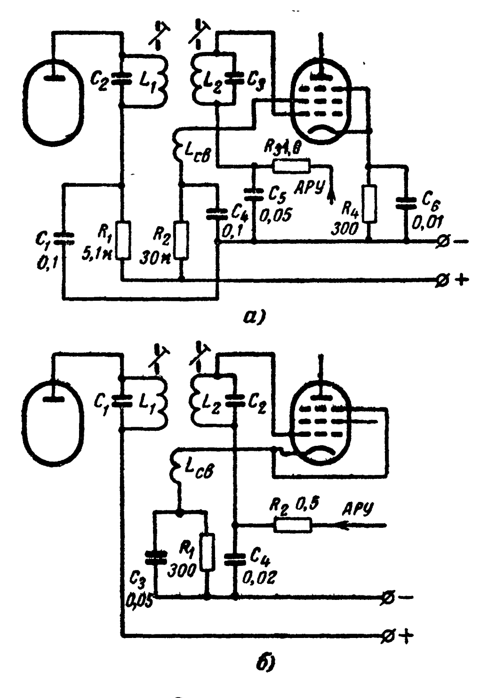


Рис. 10-18. Схемы каскадов усиления промежуточной частоты с положительной обратной связью.

а — с обратной связью в цепи экранирующей сетки лампы; *б* — с обратной связью в цепи катода лампы.

В каскадах усиления промежуточной частоты применяют те же лампы, что и в каскаде усиления высокой частоты. Расчет такого каскада можно производить по тем же формулам, что и для усилительного каскада высокой частоты.

Построение тракта усиления промежуточной частоты транзисторного приемника существенно отличается от лампового из-за наличия в транзисторах внутренней

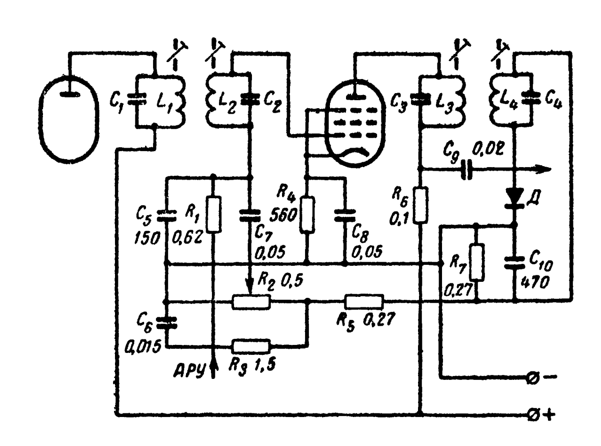


Рис. 10-19. Схема рефлексного каскада для усиления промежуточной и низкой частот.

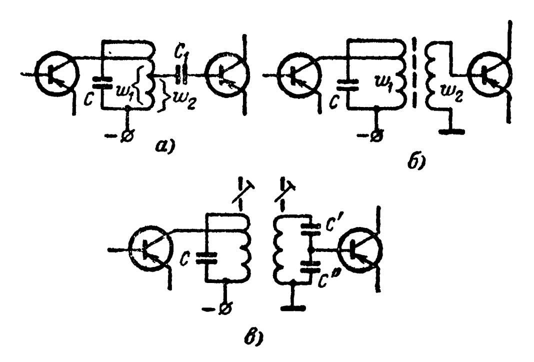


Рис. 10-20. Схемы включения фильтров промежуточной частоты в транзисторных приемниках.

а — при двойной автотрансформаторной связи; *б*—при автотрансформаторной связи с коллектором предшествующего транзистора и трансформаторной связи с базой последующего; *в* — с емкостным делителем в цепи базы.

обратной связи, зависимой от частоты, что ограничивает коэффициент устойчивого усиления каскада и всего тракта в целом. Кроме того, из-за большого различия входного и выходного сопротивлений транзистора приходится применять неполное включение контура (рис. 10-20, *а* и *б*) или вводить емкостные делители напряжения (рис. 10-20, *в*).

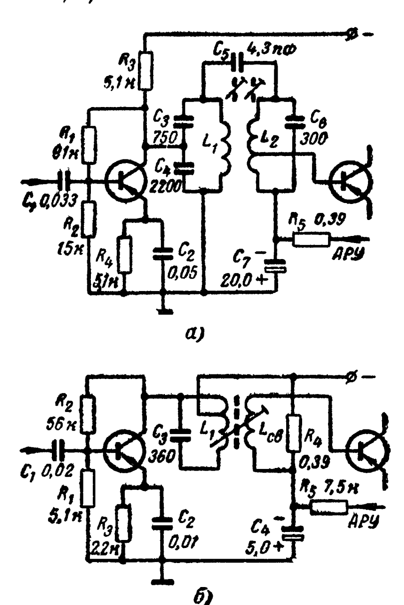


Рис. 10-21. Схемы каскадов усиления промежуточной частоты на транзисторах.

а — с полосовым фильтром; *б* — с одиночным контуром.

В радиолюбительских транзисторных приемниках могут применяться каскады усиления промежуточной частоты с полосовыми фильтрами (рис. 10-21, *а*), настроенными на среднюю частоту полосы пропускания, или с одиночными контурами и катушками связи (рис.

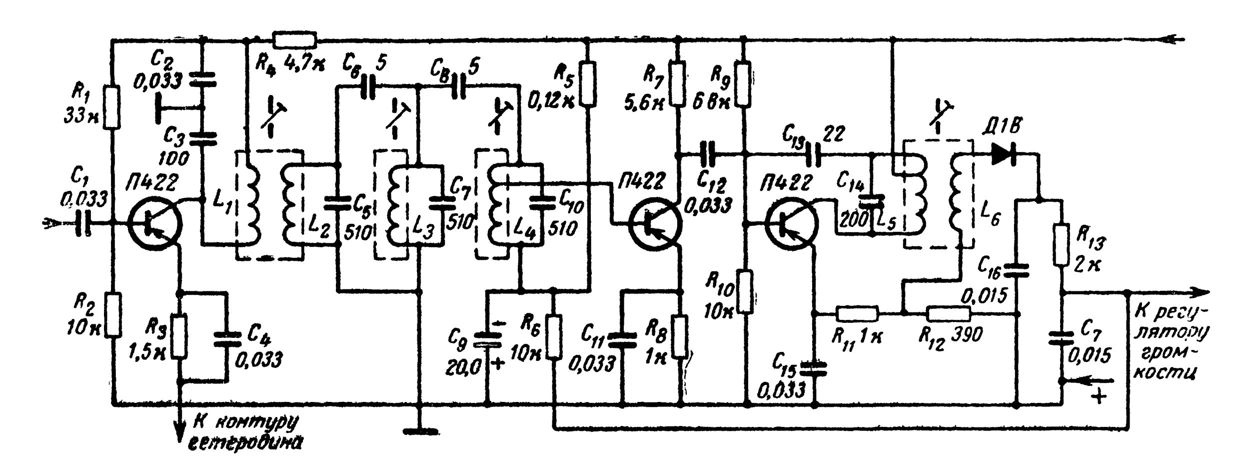


Рис. 10-22. Схема тракта усиления промежуточной частоты с фильтром сосредоточенной селекции.

10-21, *б*), тоже настроенными на среднюю частоту полосы пропускания.

В каскадах усиления промежуточной частоты с полосовыми фильтрами транзистор наиболее часто включают по схеме с общим эмиттером. В этом случае следует применять транзисторы, граничная частота усиления которых в 10 и больше раз превосходит выбранную промежуточную частоту.

В последнее время в транзисторных радиовещательных приемниках широкое распространение получила схема тракта усиления промежуточной частоты с фильтром сосредоточенной селекции (рис. 10-22). В этой схеме основным избирательным элементом служит фильтр сосредоточенной селекции, состоящий из трех независимых контуров L_2C_5, L_3C_7 и L_4C_{10} и создающий избирательность порядка 26 *дб* при полосе пропускания фильтра около 8 *кгц*. Далее следуют резисторный апериодический и резонансный каскады усиления промежуточной частоты.

Такая система значительно повышает устойчивость тракта усиления промежуточной частоты к самовозбуждению. Объясняется это тем, что изменения входных и выходных проводимостей по величине и знаку не могут вызвать в резисторном каскаде сдвига фаз, способных создать в нем положительные обратные связи, а включение в цепь базы транзистора резонансного каскада большого сопротивления (нагрузка в цепи коллектора предыдущего каскада R_7 и параллельно включенные ему по переменному току резисторы R_9 и R_{10}) и в цепь коллектора слабоизбирательного контура L_5C_{14} с низким эквивалентным сопротивлением также исключают возможность самовозбуждения тракта усиления промежуточной частоты.

Достоинство этой схемы заключается также в простоте настройки и некритичности к разбросу параметров транзисторов. В этой схеме следует применять диффузионные транзисторы с высокой граничной частотой.

Расчет тракта усиления промежуточной частоты на транзисторах начинают с выбора схемы, фильтров и типов транзисторов. Требуемый коэффициент усиления тракта промежуточной частоты по напряжению K предполагается заданным.

Число каскадов в тракте усиления промежуточной частоты

$$n = \frac{K}{K_у},$$

где $K_у$ — предельное устойчивое усиление на один каскад, которое в зависимости от типа транзистора и схемы его включения может быть в пределах 10—35.

Если число n получится дробным, то его следует округлить до большего целого числа и по этой же формуле найти коэффициент усиления на один каскад.

Число фильтров промежуточной частоты $m = n + 1$, так как один из них входит в коллекторную цепь преобразователя частоты.

Эквивалентная добротность каждого контура

$$Q_э = \frac{\alpha f_{пр}}{2F_в},$$

где α — коэффициент, зависящий от числа фильтров в тракте промежуточный частоты (при $m=2$, 3, 4, 5; $\alpha=0{,}64$, 0,51, 0,44, 0,39);

$f_{пр}$ — промежуточная частота, *кгц*;

$F_в$ — верхняя граничная частота полосы пропускания, *кгц*.

Емкость контура фильтра промежуточной частоты C надо выбирать в пределах 150—510 *пф*. При этом следует учитывать, что с уменьшением емкости контура усиление на один каскад возрастает, но одновременно начинают сказываться паразитные емкости, и добиться устойчивого усиления будет довольно трудно.

Характеристическое сопротивление (в килоомах) контура

$$\rho = \frac{10^6}{6{,}28 f_{пр} C},$$

где C — емкость контура, *пф*.

Собственное резонансное сопротивление (в килоомах) контура

$$R_к = Q_к \rho,$$

где $Q_к$ — добротность контура (выбирается в пределах 75—100).

Эквивалентное резонансное сопротивление контура (*ком*):

$$R_э = Q_э \rho.$$

Коэффициент включения транзистора в контур, определяемый условием оптимального согласования, находят из выражений:

$$w_1 = \sqrt{\frac{r_{22}}{2R_к}\left(\frac{Q_к}{Q_э} - 1\right)} \quad и \quad w_2 = \sqrt{\frac{r_{11}}{r_{22}}},$$

где r_{11} — входное сопротивление транзистора, *ком*;

r_{22} — выходное сопротивление транзистора, *ком*.

При использовании на выходе фильтра емкостного делителя напряжения (рис. 10-20, *в*) емкость конденсаторов делителя определяют по формулам:

$$C'' = \frac{C}{w_2} \quad и \quad C' = \frac{CC''}{C'' - C}.$$

Коэффициент усиления на один каскад проверяют по формуле

$$K_n = w_1 w_2 |y_{21}| R_э,$$

где y_{21} — проводимость прямой передачи в схеме с общим эмиттером, *мксим* (*мкмо*).

В случае, когда к последнему контуру фильтра промежуточной частоты подключен детектор, коэффициент его включения находят по следующей приближенной формуле

$$w_2' \approx 0{,}5\sqrt{R_{вх.д}\frac{2 - Q_э \cdot 10^{-2}}{R_э}},$$

где $R_{вх.д}$ — входное сопротивление детектора, *ком*.

10-7. ДЕТЕКТОРНЫЕ КАСКАДЫ И СИСТЕМЫ АРУ

Детекторный каскад приемника предназначен для выделения низкочастотной составляющей сигнала из модулированных колебаний высокой или промежуточной частоты. Этот же каскад в большинстве случаев служит также источником напряжения для системы АРУ и электронно-оптического индикатора настройки.

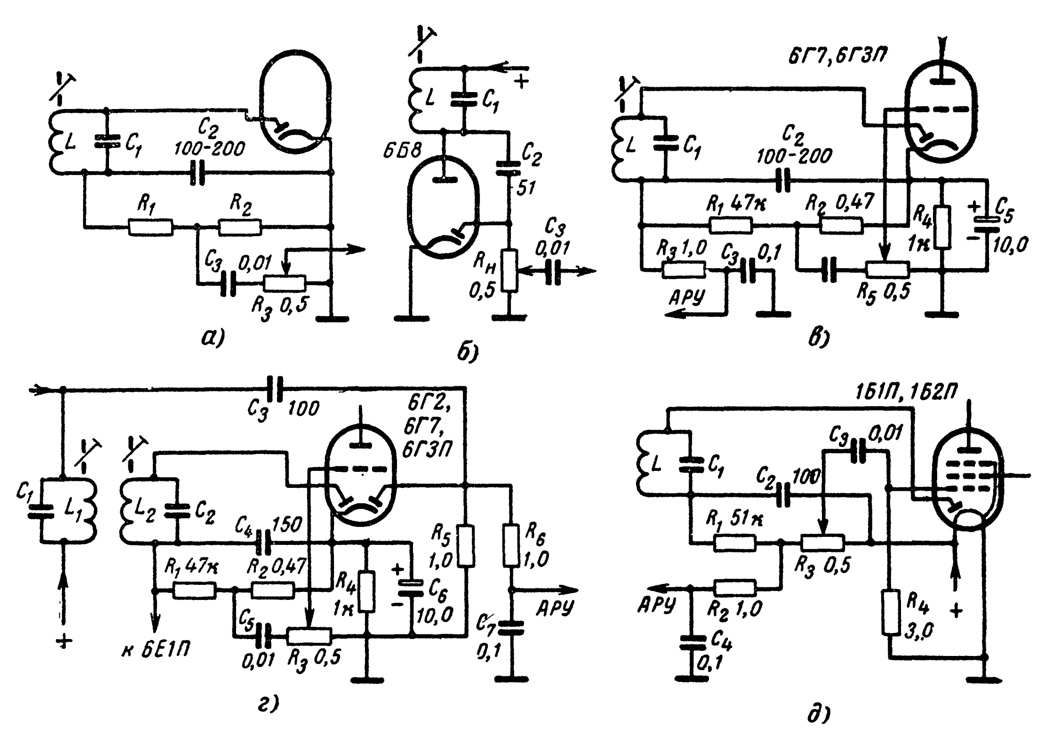


Рис. 10-23. Схемы ламповых диодных детекторов.

а — последовательная; *б*—параллельная; *в*—с детектором АРУ (без задержки); *г* — с детектором АРУ и задержкой, равной напряжению смещения триодной части лампы; *д* — на лампе прямого накала.

Диодный детектор

Каскады с диодным детектором получили наибольшее распространение. Такой каскад обеспечивает наименьшие искажения и хорошо сочетается со схемами АРУ. К его недостаткам следует отнести сравнительно низкое входное сопротивление и относительно малую чувствительность.

Диодный детектор выполняется на лампах (рис. 10-23) или полупроводниковых диодах (рис. 10-24). Его входное сопротивление для последовательной схемы на лампах

$$R_{вх.д}=0{,}5R_н=0{,}5(R_1+R_2).$$

При параллельной схеме детектора на лампах

$$R_{вх.д}=\frac{1}{3}R_н.$$

Для детектора на полупроводниковом диоде

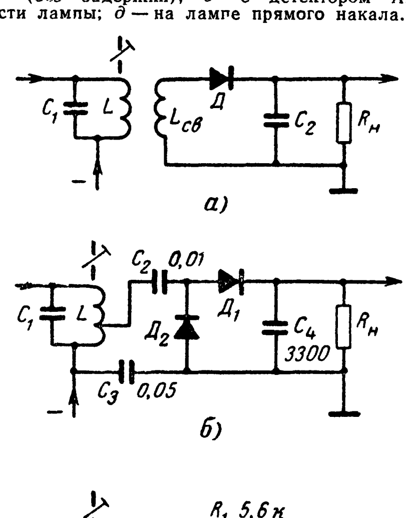
$$R_{вх.д}=\frac{R_oR_н}{2R_o+R_н}=\frac{R_o(R_1+R_2)}{2R_o+(R_1+R_2)},$$

где R_o — обратное сопротивление диода.

Коэффициент детектирования для любой схемы

$$K_д=\frac{1}{1+\frac{5R_д}{R_н}},$$

где $R_д$ — внутреннее сопротивление диода.



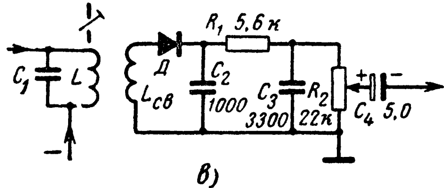


Рис. 10-24. Схемы детекторов на полупроводниковых диодах.

а — однополупериодная; *б* — двухполупериодная с удвоением напряжения; *в* — практическая схема для транзисторного приемника.

Амплитуда напряжения низкой частоты на выходе детектора при 100%-ной модуляции

$$U_{m\,\text{вых}} = 1{,}41\, K_д U_{вх},$$

где $U_{вх}$ — действующее значение напряжения высокой частоты на входе детектора (для неискаженного детектирования оно должно быть не менее 0,3 *в*).

Другие типы детекторов

Сеточный детектор (рис. 10-25) чаще всего применяют в приемниках прямого усиления. По существу он представляет собой сочетание диодного детектора (участок сетка-катод лампы) и усилителя низкой частоты (сетка-анод лампы). Такой детектор обладает высокой чувствительностью и поэтому его можно использовать для детектирования слабых сигналов (сотые доли вольта). Но при сравнительно большом уровне детектируемого сигнала он дает искажения.

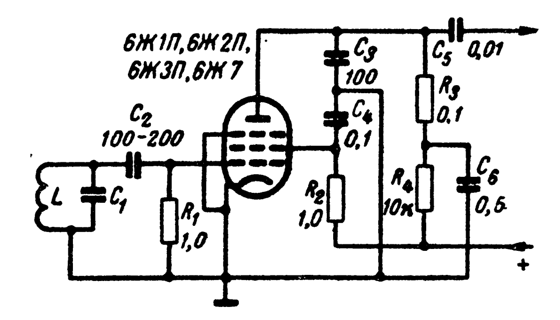


Рис. 10-25. Схема сеточного детектора.

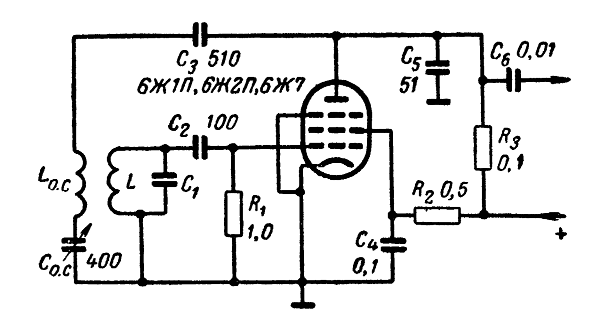


Рис. 10-26. Схема регенеративного сеточного детектора.

Для повышения чувствительности и избирательности приемника применяют схемы сеточного детектора с положительной обратной связью (регенеративный сеточный детектор). Одна из таких схем показана на рис. 10-26.

Катодный детектор (рис. 10-27) характеризуется большим входным сопротивлением и поэтому почти не нагружает предшествующий контур. По остальным показателям он подобен диодному детектору. Недостатком катодного детектора является невозможность получить напряжения для АРУ.

Анодный детектор (рис. 10-28), как и катодный, обладает высоким входным сопротивлением, но чувствительность его значительно меньше последнего. Кроме того, он вносит заметные искажения. Поэтому анодный детектор применяется редко.

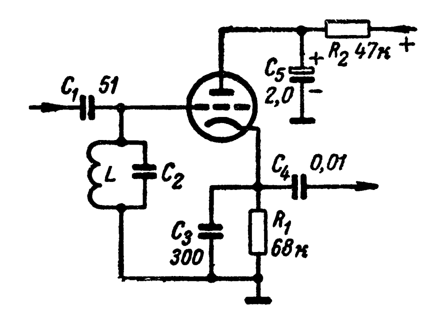


Рис. 10-27. Схема катодного детектора.

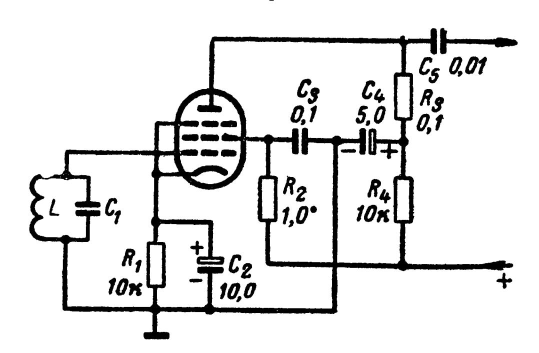


Рис. 10-28. Схема анодного детектора.

В анодном детекторе используют лампы с резким перегибом сеточной характеристики (пентоды типа Ж).

10-8. ИНДИКАТОРЫ НАСТРОЙКИ

Для точной настройки приемника на радиостанцию используются индикаторы настройки. В ламповых приемниках для этого применяют электронно-световые индикаторы (рис. 10-29).

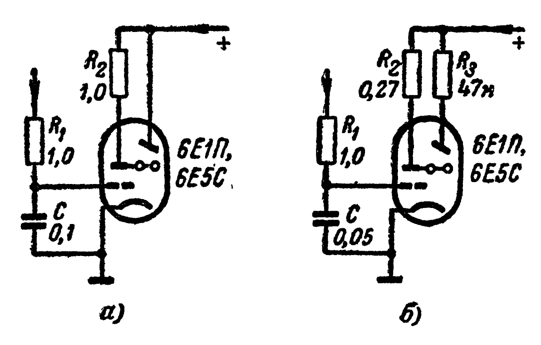


Рис. 10-29. Схемы индикаторов настройки для лампового приемника.

а — типовая схема; *б* — схема индикатора с повышенной чувствительностью.

В транзисторных приемниках в качестве индикатора настройки можно использовать микроамперметр μA на 100—500 *мка*, включенный в эмиттерную цепь транзистора, работающего в каскаде усиления промежуточной частоты (рис. 10-30). При точной настройке прием-

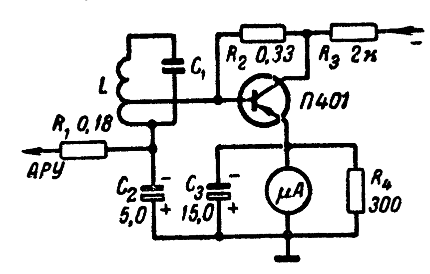


Рис. 10-30. Схема индикатора настройки для транзисторного приемника.

ника на радиостанцию ток транзистора уменьшается, что и фиксируется по наименьшему показанию микроамперметра.

10-9. ПРИЕМНИКИ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Приемники частотно-модулированных сигналов (ЧМ приемники) отличаются от приемников амплитудно-модулированных сигналов (АМ приемники) только построением входной части (входной УКВ блок) и наличием частотного детектора.

Частотно-модулированные приемники или частотно-модулированный тракт АМ-ЧМ приемников рассчитаны на работу в диапазоне метровых волн от 4,11 до 4,56 *м* (73—65,8 *Мгц*). Чувствительность приемника, работающего в этом диапазоне, ограничивается в основном уровнем собственных шумов во входной цепи и первых каскадах. Чтобы уменьшить собственные шумы и достичь чувствительности порядка единиц микровольт, каскады, предшествующие преобразователю частоты, и сам преобразователь частоты выполняют на триодах. Кроме того, достичь высокой чувствительности при хорошей помехоустойчивости можно в том случае, если частотный детектор не будет реагировать на сопутствующую амплитудную модуляцию. Для этого последний каскад усиления промежуточной частоты ставят в режим ограничения, применяют детектор отношений с самоограничением или вводят в частотный детектор специальный ограничитель. При использовании детектора отношений на его вход надо подавать напряжение сигнала 0,05—0,1 *в*. Если же перед детектором имеется ограничитель, то на его входе должно быть напряжение сигнала 2—3 *в*.

Так как ЧМ передатчики подчеркивают верхние звуковые частоты, то в низкочастотном тракте приемника необходимо ослабить усиление этих частот (обычно это компенсируется неравномерностью частотной характеристики громкоговорителя). Полоса пропускания частотно-модулированного тракта приемника (до детектора) принята в 200 *кгц*. Неравномерность усиления в пределах полосы пропускания тракта усиления промежуточной частоты должна быть не более 3 *дб*, причем эта неравномерность влияет на величину нелинейных (а не частотных) искажений.

В радиовещательных приемниках, имеющих, кроме длинноволнового, средневолнового и коротковолнового диапазонов, еще и ультракоротковолновый диапазон для приема ЧМ радиостанций, вводят специальный входной УКВ блок, комбинированный АМ-ЧМ усилитель промежуточной частоты и специальный частотный детектор.

Рис. 10-31. Входной УКВ блок с емкостной настройкой.

а — схема блока; *б* — схема моста для входного и гетеродинного контуров; *в*—схема моста для компенсации обратной связи по промежуточной частоте.

Входной УКВ блок

УКВ блок состоит из входной цепи, усилителя высокой частоты и преобразователя частоты для ультракоротковолнового диапазона. Он выполняется в виде самостоятельной конструкции и при работе приемника на других диапазонах не используется.

На рис. 10-31 показана схема входного УКВ блока с емкостной настройкой. Каскады усиления высокой частоты и преобразователя частоты выполнены на двойном триоде (типа 6Н3П). Каскад усиления высокой частоты, работающий на левом (по схеме) триоде, выполнен по схеме с заземленной промежуточной точкой во входном контуре, что уменьшает собственные шумы приемника на этом диапазоне и компенсирует вредную обратную связь через внутреннюю емкость триода $C_{с.а}$ (между сеткой и анодом). Входной контур L_2C_1, настроенный на среднюю частоту диапазона, связан с антенной через катушку L_1.

Преобразователь частоты собран по балансной (мостовой) схеме односеточного преобразования, в которой анодный контур усилителя высокой частоты и контур гетеродина включены в различные диагонали сбалансированного моста. В этом случае наличие напряжения в

одной из диагоналей моста не вызывает тока в другой диагонали. Поэтому напряжение высокой частоты, действующее на анодном контуре, не вызывает тока в гетеродинном контуре, и наоборот. Таким образом, контуры гетеродина и усилителя высокой частоты развязаны между собой, что устраняет влияние одного контура на настройку другого. Одновременно с этим резко снижается и просачивание напряжения гетеродина во входную цепь.

Для схемы входного УКВ блока, показанной на рис. 10-31, *а*, плечи моста образуются из половин индуктивности катушки L_5, входной емкости $C_{с.к}$ лампы преобразователя частоты и емкости подстроечного конденсатора C_{14} (рис. 10-31, *б*). При точной симметрии половин индуктивности катушки L_5 равновесие моста соблюдается в том случае, если

$$C_{с.к}=C_{14}.$$

Чтобы удовлетворить этому условию, катушку L_5 обычно наматывают одновременно в два провода, а емкость конденсатора C_{14} подбирают в процессе регулировки блока.

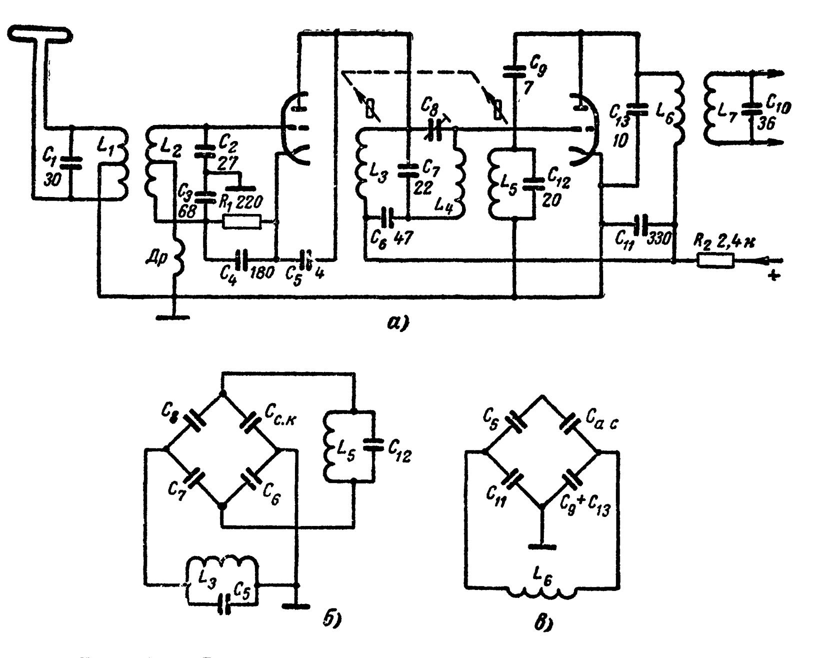


Рис. 10-32. Входной УКВ блок с индуктивной настройкой.

а — схема блока; *б* — схема моста для входного и гетеродинного контуров; *в* — схема моста для компенсации обратной связи по промежуточной частоте.

Для компенсации отрицательной обратной связи по промежуточной частоте, возникающей в блоке через проходную емкость $C_{а.с}$ лампы преобразователя частоты, предусмотрен еще один мост (рис. 10-31, *в*). Плечи второго моста составлены из проходной емкости $C_{а.с}$ правого (по схеме) триода и конденсаторов C_7, C_{11} и $C_{13}+C_{15}$. Равновесие моста соблюдается в том случае, если

$$C_{а.с}C_{11}=C_7(C_{13}+C_{15}).$$

Если подсчитать приведенные на схеме значения емкостей конденсаторов, входящих во второй мост, то можно убедиться, что это условие не выполняется. Объясняется это тем, что в подобных схемах с целью получения большого усиления, а следовательно, и увеличения чувствительности применяется так называемая перекомпенсация моста. При этом положительная обратная связь, необходимая для компенсации отрицательной обратной связи, выбирается несколько большей, чем это нужно для баланса моста. Осуществляется перекомпенсация уменьшением емкости конденсатора C_{11}. Однако чрезмерно увеличивать положительную обратную связь нельзя, так как это может привести к самовозбуждению.

В схеме входного УКВ блока с индуктивной настройкой (рис. 10-32, *а*) входной контур состоит из катушки индуктивности L_2 и конденсаторов C_2 и C_3. Усиленные левым (по схеме) триодом колебания высокой частоты выделяются на анодном контуре L_3C_5, а с него подаются на емкостный делитель C_7C_8 и далее поступают на управляющую сетку правого триода (преобразователя частоты). К этой же сетке триода подводится напряжение от гетеродина, снимаемое через катушку обратной связи L_4 с контура L_5C_{12}. Так как оба эти контура включены в различные диагонали моста (рис. 10-32, *б*), взаимодействие между ними исключено.

Равновесие моста наступает в том случае, если

$$C_{с.к}C_7=C_6C_8.$$

Емкость конденсатора C_{11} намного больше емкости конденсатора C_6 и поэтому влияния на баланс моста она не оказывает.

Второй мост (рис. 10-32, *в*) служит для компенсации отрицательной обратной связи по промежуточной частоте. Равновесие его наступает при

$$C_{а.с}C_{11}=C_6(C_9+C_{13}).$$

Перекомпенсация этого моста достигается уменьшением емкости конденсатора C_{11}.

Следует отметить, что во входном УКВ блоке с индуктивной настройкой на станции можно настраивать не только контуры усилителя высокой частоты и гетеродина, но и входной контур.

Для транзисторных радиовещательных приемников разработана схема входного УКВ блока (рис. 10-33), несколько отличающаяся от предыдущих. Транзистор T_1 в этой схеме служит для усиления колебаний высокой частоты, а транзистор T_2 работает в преобразовательном каскаде. Для стабильной работы входного блока в обоих каскадах применена жесткая стабилизация режима транзисторов путем подачи смещения на их базы через делители напряжения R_2R_3 и R_5R_6 и введения отрицательной обратной связи по постоянному току в цепях эмиттеров (резисторы R_1 и R_4 для этого не блокируются конденсаторами большой емкости).

Усиленный транзистором T_1 сигнал выделяется контуром L_3C_5 и с него через конденсатор C_4 подается на эмиттер транзистора T_2. Гетеродинная часть преобразователя частоты выполнена по схеме с емкостной обратной связью через конденсатор C_7. Для компенсации фазового сдвига в цепь обратной связи включен дроссель (катушка) L_4. Нагрузкой преобразователя частоты по промежуточной частоте служит полосовой фильтр L_6C_8, L_7C_{12} (на промежуточной частоте 8,4 *Мгц* индуктивным сопротивлением катушки L_5 можно пренебречь).

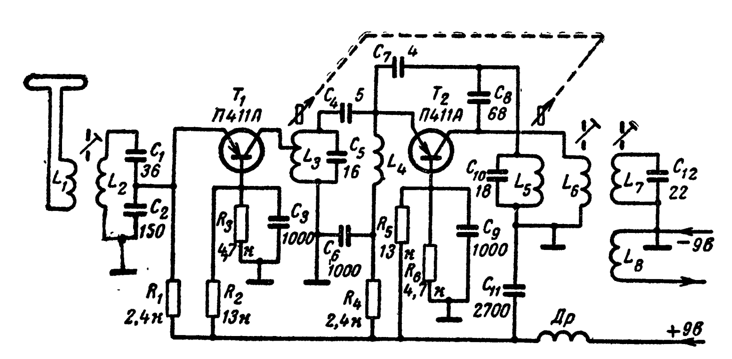


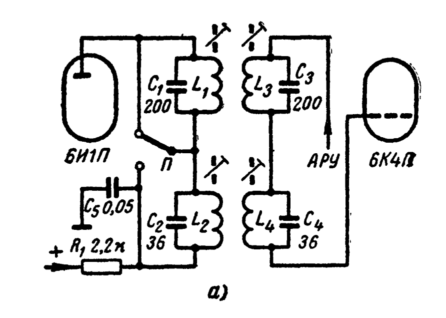
Рис. 10-33. Схема входного УКВ блока на транзисторах.

Напряжение промежуточной частоты для дальнейшего усиления снимается с катушки связи L_8.

Входные УКВ блоки, применяемые в отечественных радиовещательных приемниках, выпускаются промышленностью в виде самостоятельного унифицированного узла, который и следует использовать в самодельных конструкциях.

Комбинированный усилитель промежуточной частоты

В радиовещательных приемниках с УКВ ЧМ диапазоном контуры фильтров промежуточной частоты для



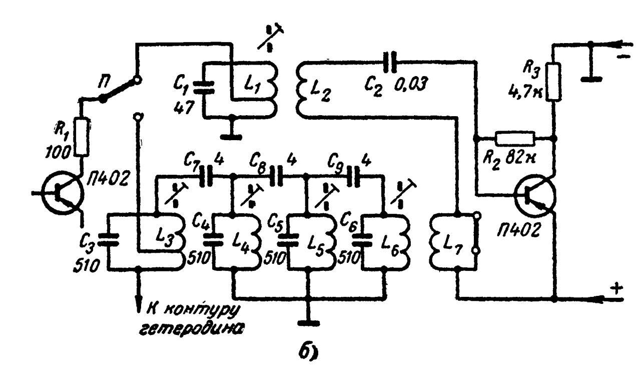


Рис. 10-34. Схемы включения фильтров промежуточной частоты комбинированных АМ-ЧМ приемников.

а — на лампах; *б* — на транзисторах (положение переключателей *П* соответствует приему на УКВ диапазоне).

диапазонов длинных, средних и коротких волн с одной стороны и для ультракоротковолнового диапазона с другой, настроенные на различные частоты (для ультракоротковолнового диапазона промежуточная частота 6,5 или 8,4 *Мгц*), включают в анодные и сеточные цепи ламп последовательно (рис. 10-34, *а*). При включении соответствующего диапазона на промежуточной частоте резонируют только те контуры, которые на нее настроены, а контуры другой промежуточной частоты оказываются сильно расстроенными и на работу усилителя промежуточной частоты влияния не оказывают. Однако при приеме на коротковолновом диапазоне может возникнуть самовозбуждение. Чтобы избежать этого, первый контур промежуточной частоты нерабочего диапазона (на выходе преобразователя частоты) замыкают накоротко переключателем *П*.

В транзисторных приемниках для лучшего согласования первого контура промежуточной частоты с выходным сопротивлением транзистора приходится переключать фильтры промежуточной частоты (рис. 10-34, *б*), а катушку связи с транзистором апериодического усилителя промежуточной частоты замыкать накоротко.

Частотные детекторы

В радиовещательных приемниках с УКВ ЧМ диапазоном чаще всего применяют детектор отношений (дробный детектор) на электровакуумных или полупроводниковых диодах (рис. 10-35). Преимущество этого детектора перед другими частотными детекторами (дискриминатором и фазовым детектором) заключается в том, что он удовлетворительно работает при малом входном сигнале, эффективно подавляет паразитную амплитудную модуляцию и позволяет снимать напряжение для АРУ. Для нормальной работы детектора отношений достаточно подвести к управляющей сетке предшествующей лампы, работающей в усилительном режиме, напряжение сигнала порядка 0,05—0,1 *в*.

Частотный детектор отношений может быть собран по симметричной (рис. 10-35, *а* и *в*) или несимметричной (рис. 10-35, *б*) схеме. Симметричная схема проще в налаживании, но требует дополнительных деталей и развивает вдвое меньшее напряжение для АРУ.

Для нормальной работы детектора отношений важно, чтобы половины обмотки катушки L_2 были электрически симметричны. Поэтому катушку приходится наматывать двумя сложенными вместе проводами.

Расчет симметричного детектора отношений производят следующим образом.

Емкость контура $C_к$ (на схеме C_1 или C_2) с учетом входной емкости диодов и выходной емкости предыдущей лампы должна быть в пределах 15—50 *пф*.

Индуктивность (в микрогенри) катушек L_1 и L_2 определяют, исходя из условия точной настройки контуров на промежуточную частоту:

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{f_{\text{пр}}^2 C_{\text{к}}},$$

где $f_{\text{пр}}$ — промежуточная частота, *Мгц*.

Характеристическое сопротивление (в килоомах) первичного и вторичного контуров вычисляют по формуле

$$\rho = 6{,}28\, L f_{\text{пр}} \cdot 10^{-3}.$$

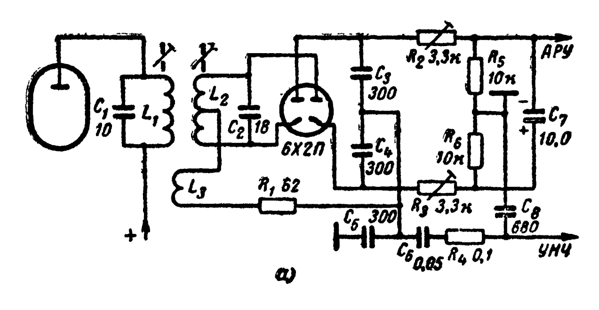
Усредненное затухание контуров

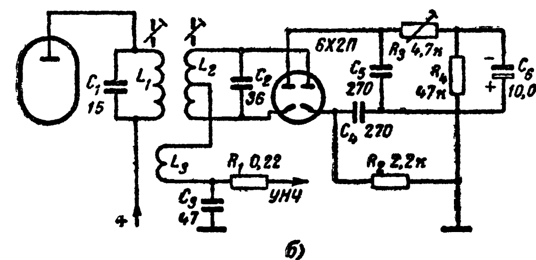
$$d = L\frac{\Delta f}{f_{\text{пр}}},$$

где Δf — наибольшая расстройка, соответствующая границе линейного участка детекторной характеристики и равная максимальной девиации частоты (75 *кгц*) плюс запас на нестабильность (15—25 *кгц*).

Затухания первичного и вторичного контуров в нагруженном состоянии составляют:

$$d_1 = 0{,}8d \text{ и } d_2 = 1{,}25d.$$





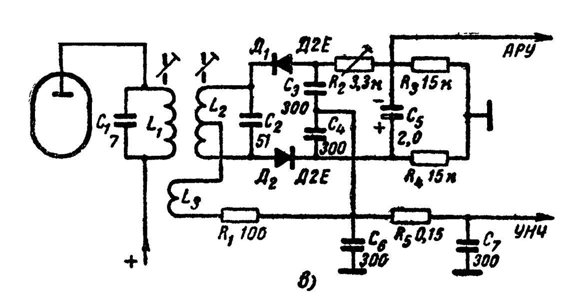


Рис. 10-35. Схемы частотных детекторов.

а — симметричный детектор отношений; *б* — несимметричный детектор отношений; *в* — детектор отношений на полупроводниковых диодах.

Сопротивление (в килоомах) нагрузки детектора

$$R_{\text{н}} = R_2 + R_5 = R_3 + R_6 = \frac{8\rho^2}{3d_2}.$$

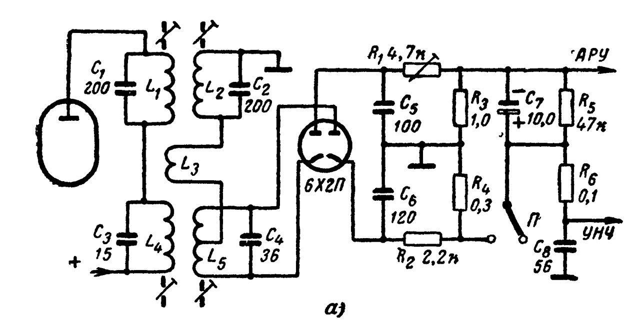
Индуктивность (в микрогенри) катушки связи

$$L_3 = \frac{L_1}{10k^2_{1\div3}},$$

где $k_{1\div3}$ — коэффициент связи между катушками L_1 и L_3, который выбирают в пределах 0,7—0,8.

Коэффициент связи между катушками L_1 и L_2:

$$k_{1\div2} = 0{,}5d.$$



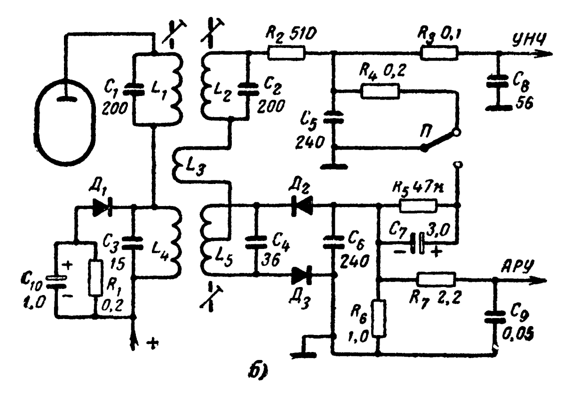


Рис. 10-36. Схемы комбинированных детекторов АМ и ЧМ сигналов.

а — на лампах; *б* — на полупроводниковых диодах (положение переключателя *П* соответствует детектированию АМ сигналов).

Амплитуда выходного напряжения (в вольтах) при наибольшей девиации частоты, равной 75 *кгц*,

$$U_{m\text{вых}} \approx 0{,}075\frac{75}{\Delta fd}S\rho U_{\text{вх}},$$

где S — крутизна характеристики предыдущей лампы, *ма/в*;

$U_{\text{вх}}$ — напряжение на входе предыдущей лампы, *в*.

Емкость (в микрофарадах) конденсатора (C_7 на рис. 10-34, *а*) подавления амплитудной модуляции

$$C \geqslant \frac{200}{R_5 + R_6}.$$

Несимметричную схему можно рассчитать по тем же формулам, но сопротивление нагрузки детектора в этом случае $R_{\text{н}} = 2R_{\text{н}}$.

В приемниках с УКВ диапазоном применяют комбинированную схему детектора (рис. 10-36), которая в зависимости от положения переключателя *П* может работать либо как детектор отношения для ЧМ сигнала, либо как амплитудный детектор для АМ сигнала. В первом случае сигнал для детектирования поступает с полосового фильтра L_4C_3 L_5C_4, а во втором с полосового фильтра L_1C_1 L_2C_2.

ЛИТЕРАТУРА

Бобров Н. В., Радиоприемные устройства, Госэнергоиздат, 1958.

Флейшер С. М., Новое в ламповых радиовещательных приемниках, Госэнергоиздат, 1961.

Гумеля Е. Б., Выбор схем транзисторных приемников, Госэнергоиздат, 1963.

Изюмов Н. М., Преобразование частоты, изд-во «Энергия», 1965.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Конструируя усилитель низкой частоты как отдельное устройство или как составную часть приемника, телевизора, нужно не только ясно представлять себе в целом его назначение, принцип работы, основные параметры, но и отчетливо понимать назначение каждого его узла и детали. Только в этом случае можно грамотно составить схему усилителя, правильно рассчитать отдельные ее цепи и элементы и в конечном счете построить сам усилитель с заданными качественными и количественными показателями.

В радиолюбительской практике чаще всего ограничиваются выбором готовой схемы усилителя. Но и в этом случае по тем или иным соображениям зачастую приходится вносить изменения в схему, а это вызывает необходимость хотя бы упрощенного расчета или пересчета отдельных каскадов усилителя.

11-1. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЕЙ

1. Коэффициент усиления. Различают коэффициенты усиления по напряжению, току и мощности. Для схем с электровакуумными приборами наибольшее практическое значение имеет коэффициент по напряжению, представляющий собой отношение выходного напряжения усилителя или отдельного каскада к его входному напряжению:

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}.$$

Усилительные свойства схем, работающих на транзисторах, чаще всего характеризуются коэффициентом усиления по току, представляющему собой отношение выходного тока усилителя или отдельного каскада (тока через сопротивление нагрузки) к току на его входе:

$$K_I = \frac{I_{\text{вык}}}{I_{\text{вх}}}.$$

Коэффициент усиления можно выразить и в децибалах:

$$K_{\text{дб}} = 20 \lg K.$$

При нескольких каскадах общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов, т. е.

$$K_{\text{общ}} = K_1 K_2 K_3, \ldots, K_n,$$

а при выражении в децибелах — сумме коэффициентов усиления отдельных каскадов, т. е.

$$K_{\text{общ}\ дб} = K_{1дб} + K_{2дб} + K_{3дб}, \ldots, + K_{n\ дб}.$$

2. Номинальная выходная мощность — наибольшая мощность, отдаваемая усилителем в нагрузку, при заданной величине нелинейных искажений. Выражается в вольт-амперах (*ва*) по формуле

$$P = \frac{U^2_{\text{вых}}}{Z},$$

где $U_{\text{вых}}$ — напряжение на нагрузке усилителя, *в*;
Z — полное сопротивление нагрузки, *ом* (измеряется на частоте 400 или 1 000 *гц*).

3. Нормальная выходная мощность составляет 0,1 от номинальной выходной мощности.

4. Номинальное выходное напряжение — действующее значение напряжения на нагрузке усилителя при номинальной выходной мощности.

5. Нормальное выходное напряжение — напряжение на нагрузке усилителя, соответствующее нормальной выходной мощности. Определяется по формуле

$$U_{\text{норм}} = \sqrt{0{,}1PZ}.$$

6. Выходное сопротивление усилителя — сопротивление переменному току звуковой частоты между выходными зажимами усилителя при подключенном к его входу бездействующем источнике сигнала (имеется в виду внутреннее сопротивление источника сигнала, без напряжения). Выходное сопротивление усилителя шунтирует громкоговоритель (или группу громкоговорителей), притупляя его резонансные свойства, чем выравнивается частотная характеристика громкоговорителя. Поэтому выходное сопротивление усилителя стараются делать небольшим (у хороших усилителей оно составляет десятые и даже сотые доли ома).

Если ламповый оконечный каскад работает с токами сетки, то предшествующий ему каскад должен иметь возможно более низкое выходное сопротивление, чтобы уменьшить нелинейные искажения, создаваемые сеточными токами.

7. Полное электрическое сопротивление громкоговорителя (или группы громкоговорителей) — сопротивление переменному току (на частоте 400 или 1 000 *гц*), измеренное на зажимах громкоговорителя или группы громкоговорителей.

8. Чувствительность усилителя — наименьшее значение напряжения сигнала звуковой частоты на входе усилителя, при котором на его выходе (на громкоговорителе или группе громкоговорителей) развивается номинальная выходная мощность. Измеряется на частоте 400 или 1 000 *гц*.

Чувствительность двухканального усилителя определяют по каналу усиления нижних частот.

9. Входное сопротивление усилителя — сопротивление, действующее на входе усилителя и создающее нагрузку для источника сигнала звуковой частоты. Входное сопротивление зависит от частоты входного напряжения.

В большинстве случаев входное сопротивление усилителя стараются делать возможно большим, чтобы получить наибольшее напряжение сигнала на входе усилителя. Входное сопротивление усилителя, работающего, например, от пьезоэлектрического звукоснимателя, должно быть порядка 0,5 *Мом.*

10. Амплитудно-частотная (частотная) характеристика — зависимость коэффициента усиления от частоты сигнала или, что то же, зависимость выходного напряжения от частоты сигнала при неизменном значении его напряжения на входе усилителя.

Чтобы снять частотную характеристику на вход усилителя от звукового генератора подают такое напряжение частотой 1 000 *гц*, при котором на выходе усилителя (на громкоговорителе или группе громкоговорителей) получается напряжение, соответствующее 0,25 номинальной выходной мощности. Регулятором громкости устанавливают напряжение на нагрузке усилителя, равное нормальному напряжению или соответствующее выходной мощности 50 *мва*, если нормальная мощность ниже 50 *мва*. Регуляторы тембра устанавливают в положение, соответствующее наиболее широкой полосе пропускания. Затем при установленных положениях регуляторов громкости и тембра изменяют частоту звукового генератора в заданных пределах, следя за тем, чтобы на вход усилителя все время подавалось одинаковое напряжение. Зависимость выходного напряжения от частоты и является частотной характеристикой усилителя.

Для построения графика частотной характеристики нужно выходное напряжение для каждой частоты разделить на установленное входное напряжение, полученные результаты, выраженные в децибалах, нанести в виде точек на координатную сетку и по точкам вычертить кривую зависимости коэффициента усиления от частоты.

11. Частотные искажения — искажения, вызванные изменением коэффициента усиления на разных частотах полосы пропускания. Степень искажений на отдельных частотах выражается коэффициентом частотных искажений, равным отношению коэффициента усиления на средней частоте (обычно 1 000 *гц*) к коэффициенту усиления на данной частоте. Коэффициент частотных искажений в области нижних звуковых частот

$$M_н = \frac{K_{ср}}{K_н};$$

в области верхних звуковых частот

$$M_в = \frac{K_{ср}}{K_в},$$

где $K_{ср}$, $K_н$ и $K_в$ — коэффициенты усиления на средних, нижних и верхних частотах звукового диапазона.

Чтобы измерить частотные искажения, на вход усилителя от звукового генератора подают напряжение частотой 1 000 *гц*, равное номинальной чувствительности усилителя, и регулятором громкости устанавливают на нагрузке усилителя (громкоговорителе или группе громкоговорителей) напряжение, равное номинальному, а регуляторы тембра устанавливают в заданное положение. Далее, не изменяя положения регуляторов громкости и тембра, перестраивают звуковой генератор на крайние частоты полосы пропускания усилителя и измеряют напряжение на выходе последнего при неизменном входном напряжении. Отношение этих двух напряжений, выраженное в относительных единицах или децибелах, и будет показывать коэффициент частотных искажений.

Определить коэффициент частотных искажений можно и по частотной характеристике усилителя.

12. Нелинейные искажения — искажения, обусловленные наличием в схеме усилителя нелинейных элементов (электронных ламп, транзисторов, трансформаторов или дросселей с ферромагнитными сердечниками) и проявляющиеся в том, что на выходе усилителя, помимо напряжения основной частоты, появляются и новые частоты (гармоники и комбинированные тона), которых не было в сигнале на входе усилителя, причем наибольшее практическое значение имеют вторая и третья гармоники.

Коэффициент нелинейных искажений равен отношению квадратного корня из суммы квадратов выходных напряжений всех высших гармоник, возникающих в результате нелинейных искажений, к выходному напряжению основной частоты при подаче на вход усилителя синусоидального сигнала, т. е.

$$\gamma = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \cdots + U_n^2}}{U_1}.$$

В зависимости от полосы пропускания усилителя коэффициент нелинейных искажений измеряют на частотах 50, 100, 200, 400, 1 000, 2 000 и 5 000 *гц*. На вход усилителя от звукового генератора подают напряжение одной из указанных частот, равное чувствительности усилителя. Регулятором громкости устанавливают на нагрузке усилителя выходное напряжение, равное номинальному, а регуляторы тембра ставят в положение максимального усиления на крайних частотах полосы пропускания усилителя. Напряжения основной частоты и сильно выраженных гармоник измеряют анализатором гармоник и по приведенной формуле вычисляют коэффициент нелинейных искажений.

Коэффициент нелинейных искажений можно определить и с помощью измерителя нелинейных искажений, который непосредственно измеряет величину γ в процентах, но не позволяет измерять выходные напряжения отдельных гармоник.

13. Ручная регулировка громкости оценивается диапазоном измерения коэффициента усиления при полном повороте регулятора громкости Для большинства усилителей он должен быть не менее 40 *дб.*

Чтобы получить такую оценку, регулятор громкости устанавливают в положение максимального усиления и на вход усилителя от звукового генератора подают такое напряжение частотой 400 или 1 000 *гц*, при котором на его выходе (на громкоговорителе или группе громкоговорителей) получается нормальное выходное напряжение. Затем регулятор громкости переводят в положение минимального усиления и увеличивают напряжение от звукового генератора до тех пор, пока на выходе усилителя вновь не будет получено нормальное напряжение. Отношение напряжений звукового генератора при максимальном и минимальном усилениях, выраженное в децибелах, и характеризует диапазон регулирования громкости.

В усилителе с двумя или несколькими каналами усиления действие регулятора громкости проверяют в канале нижних звуковых частот.

14. Тонкомпенсация при регулировании громкости — изменение частотной характеристики усилителя в зависимости от положения регулятора громкости, соответствующее изменениям частотных характеристик человеческого слуха при различной громкости воспроизведения.

Для проверки тонкомпенсации на вход усилителя от звукового генератора подают напряжение частотой 1 000 *гц*, равное чувствительности усилителя, регулятором громкости устанавливают на его выходе напряжение, соответствующее номинальной выходной мощности, и снимают частотную характеристику усилителя в области нижних звуковых частот. Затем снова устанавливают частоту 1 000 *гц*, регулятором громкости уменьшают выходное напряжение на 20 *дб* (в 10 раз) и опять снимают частотную характеристику усилителя. Далее снова и снова снимают частотные характеристики, каждый раз уменьшая регулятором громкости выходное напряжение еще на 20 *дб*. По полученным данным строят характеристики усилителя при различных положениях регулятора громкости, которые примерно должны соответствовать кривым равной громкости, а это получается в том случае, когда при каждом изменении напряжения на частоте 1 000 *гц* на 20 *дб* выходное напряжение на частоте 100 *гц* изменяется на 11 ± 2 *дб*.

15. Действие регуляторов тембра (пределы регулирования) определяется изменением усиления на крайних частотах полосы пропускания усилителя по отношению к частоте 1 000 *гц* или при различных положениях регуляторов тембра.

Чтобы определить действие регуляторов тембра, на вход усилителя от звукового генератора подают напряжение частотой 1 000 *гц*, равное чувствительности усилителя. Регуляторы тембра устанавливают в положение максимального усиления нижних и верхних звуковых частот, а регулятором громкости устанавливают на выходе (нагрузке) усилителя нормальное выходное напряжение. Затем, изменяя частоту генератора в пределах полосы пропускания усилителя и поддерживая напряжение на входе усилителя одинаковым, снимают зависимость выходного напряжения от частоты. После этого, не изменяя положения регулятора громкости, переводят регуляторы тембра в положение минимального усиления верхних и нижних частот (наиболее узкая полоса пропускания) и вновь снимают зависимость выходного напряжения от частоты. По полученным данным вычерчивают характеристики усилителя при различных положениях регуляторов тембра, которые и показывают их действие. Иногда характеристики снимают при различных крайних положениях регуляторов тембра (один — в положении максимального усиления, а другой — в положении максимального ослабления, и наоборот). При изменении положений регуляторов тембра, но при неизменном положении регулятора громкости и при одинаковом входном напряжении напряжение на выходе усилителя на частоте 1 000 *гц* не должно изменяться более чем на 2—3 *дб*.

В усилителе с двумя или несколькими каналами усиления действие регуляторов тембра определяют на тех каналах, в диапазон которых входят измеряемые частоты.

16. Динамический диапазон — отношение амплитуды наибольшего напряжения (или мощности) сигнала к амплитуде наименьшего напряжения (или мощности). Нижний уровень динамического диапазона ограничивается собственными шумами усилителя, а верхний — искажениями, возникающими из-за нелинейности характеристик его элементов. Хорошая передача достигается в том случае, когда воспроизводятся мощности, различающиеся в 10^6 раз (передаваемые в этом случае напряжения различаются в 10^3 раз, а динамический диапазон усилителя составляет 60 *дб*).

17. Уровень фона — среднеквадратичное значение напряжения, обусловленного источником питания и измеренного на выходе усилителя. Определяется как выраженное в децибелах отношение измеренного напряжения к напряжению, соответствующему номинальной выходной мощности.

Напряжение фона измеряют на выходе усилителя при замкнутых накоротко входных его зажимах и установленных в положение наибольшего напряжения фона регуляторах громкости и тембра. Измеренное напряжение фона, отнесенное к номинальному выходному напряжению (обычно выраженное в децибелах), и показывает уровень фона усилителя.

Если на выходе усилителя имеется антифонное устройство (например, антифонная катушка в громкоговорителе), то напряжение фона измеряют до этого устройства (на вторичной обмотке выходного трансформатора).

В усилителе с двумя или несколькими каналами усиления уровень фона определяют на выходе канала нижних звуковых частот.

18. Полоса пропускаемых частот (полоса пропускания) — область звуковых частот, в пределах которой изменения коэффициента усиления не выходят за заданные допустимые значения. Обычно на граничных частотах области допускается уменьшение коэффициента усиления (без учета действия регуляторов тембра) на 3 *дб* по сравнению с его величиной на средних частотах.

11-2. ПОСТРОЕНИЕ И ПОРЯДОК РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилитель низкой частоты в зависимости от построения может быть одноканальным, двухканальным или многоканальным, а также стереофоническим. Блок-схемы таких усилителей показаны на рис. 11-1.

Одноканальный усилитель (рис. 11-1, *а*) состоит из входной цепи, рассчитанной на тот или иной источник входного напряжения (микрофон, звукосниматель, детекторный каскад приемника, магнитная головка), предварительного усилителя, предназначенного для увеличения этого напряжения, оконечного усилителя, отдающего в выходную цепь заданную мощность полезного сигнала при определенной величине нелинейных искажений, и нагрузки (выходной цепи), в качестве которой может быть громкоговоритель (или группа громкоговорителей), трансляционная линия, магнитная головка и т. п.

В зависимости от назначения усилитель низкой частоты может быть выполнен с одним или несколькими каскадами предварительного усиления, с однотактным или двухтактным усилителем мощности, а также с цепями коррекции частотной характеристики и отрицательной обратной связи или без них.

Двухканальный усилитель (рис. 11-1, *б*) отличается от одноканального тем, что в одном из его каскадов (например, в предварительном усилителе) воспроизводимую усилителем полосу частот разделяют на два канала, в одном из которых усиливаются только нижние и средние, а в другом только верхние звуковые частоты. Такие усилители применяют в системах объемного звучания.

Стереофонический усилитель (рис. 11-1, *в*) имеет два одинаковых канала усиления, каждый из которых работает на свою акустическую систему. В таком уси-

лителе необходимы спаренные (управляемых одной ручкой) регуляторы громкости и тембра, а также регулятор стереобаланса.

При расчете усилителя должны быть известны напряжение и внутреннее сопротивление источника полезного сигнала, требуемая полоса пропускаемых усилите-

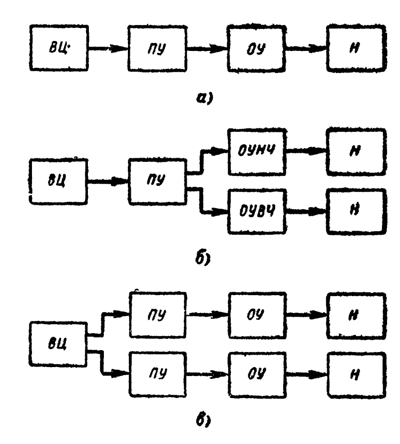


Рис. 11-1. Блок-схемы усилителей низкой частоты.

а — одноканальный усилитель; *б* — двухканальный усилитель; *в* — стереофонический усилитель; *ВЦ* — входная цепь; *ПУ* — предварительный усилитель; *ОЧ* — оконечный усилитель; *Н* — нагрузка (выходная цепь); *ОУНЧ* — оконченный усилитель нижних частот; *ОУВЧ* — оконечный усилитель верхних частот.

лем звуковых частот, коэффициент нелинейных искажений, сопротивление и мощность (или напряжение) нагрузки усилителя. Кроме того, необходимо учитывать величину частотных искажений.

Частотные искажения обусловлены наличием в схеме реактивных элементов При значительных частотных искажениях тембр звучания может настолько измениться, что речь будет неразборчивой, а звучание отдельных музыкальных инструментов станет трудно различимым. Для неискаженного воспроизведения различных программ требуется достаточно равномерное усиление всех частот в пределах заданной полосы пропускания. Однако практически выполнить это условие не всегда возможно. На опыте установлено, что частотные искажения незаметны на слух в том случае, когда величина их на краях полосы пропускания не превышает 2—3 *дб*, что соответствует условию $0{,}7 \leqslant M \leqslant 1{,}45$, где M — коэффициент частотных искажений. Общий коэффициент частотных искажений усилителя, состоящего из нескольких каскадов, определяется выражением $M = M_1 M_2 M_3, \ldots, M_n$, где M_1, M_2 и т. д. — коэффициенты частотных искажений отдельных каскадов.

Наиболее трудно добиться минимальных частотных искажений в каскаде усиления мощности (оконечном каскаде) с трансформатором на его выходе. Поэтому, чтобы не усложнять конструкцию выходного трансформатора, обычно для такого оконечного каскада задаются частотными искажениями порядка 3—5 *дб* с тем, чтобы компенсировать их путем коррекции частотной характеристики в предварительном усилителе.

Расчет усилителя низкой частоты производят обычно в следующем порядке. Сначала рассчитывают оконечный каскад. Далее, по найденному требуемому напряжению на входе оконечного каскада и по заданному напряжению на входе усилителя, вычисляют коэффициент усиления предварительного усилителя и число каскадов в нем (с запасом на потерю усиления при введении коррекции или отрицательной обратной связи), а затем рассчитывают элементы самих каскадов, начиная с конца, т. е. с каскада, предшествующего оконечному.

В большинстве случаев бывает необходимо значительно повысить коэффициент усиления предварительных каскадов с тем, чтобы излишек усиления погасить глубокой отрицательной обратной связью и тем уменьшить нелинейные искажения или ввести регуляторы тембра, позволяющие изменять частотную характеристику усилителя на границах полосы пропускания в пределах ± 10—15 *дб*.

11-3. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Предварительный усилитель низкой частоты предназначен для увеличения напряжения источника входного сигнала до такой величины, которая необходима для нормальной работы оконечного усилителя.

Ламповый каскад на резисторах

Каскад усиления низкой частоты на резисторах прост по схеме, не требует дефицитных или дорогостоящих деталей и вместе с тем обеспечивает равномерное усиление в полосе частот от 30—50 до 15 000—20 000 *гц*. От такого каскада с триодом (рис. 11-2, *а*) можно получить усиление в 50—70, а с пентодом (рис. 11-2, *б*)

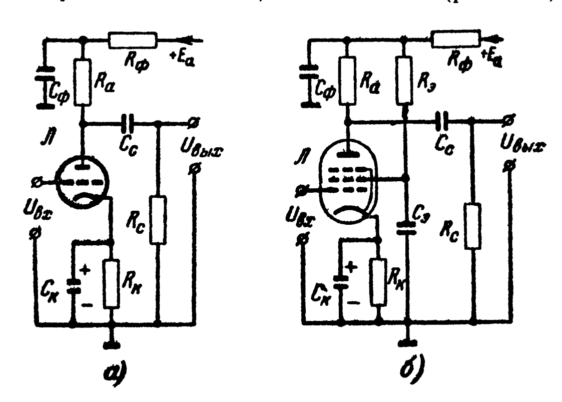


Рис. 11-2. Типовые схемы лампового каскада предварительного усиления низкой частоты на резисторах.

а — каскад с триодом; *б* — каскад с пентодом.

в 150—200 раз. Недостатками его можно считать очень высокое выходное сопротивление, что, во-первых, исключает возможность работы лампы следующего каскада с токами сетки и, во-вторых, требует сравнительно большого напряжения источника анодного питания вследствие значительного падения напряжения на сопротивлении анодной нагрузки $R_а$.

Сопротивление резистора $R_а$ выбирают в зависимости от допустимого ослабления усиления на верхней граничной частоте заданного диапазона частот. При этом следует учитывать, что с увеличением $R_а$ повышается

коэффициент усиления каскада $K=U_{вых}/U_{вх}$, но одновременно сужается полоса пропускания в области верхних звуковых частот. Для триода сопротивление (в килоомах) резистора

$$R_а=(2\div5)R_i,$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы, *ком*, а для пентода

$$R_а\approx10^6\frac{M_в^2-1}{2\pi f_в C_0},$$

где $M_в$ — коэффициент частотных искажений на верхних звуковых частотах;

$f_в$ — верхняя граничная частота полосы пропускания, *кгц*;

$C_0=C_{вых}+C_{вх}+C_м$ — емкость схемы, *пф* (здесь $C_{вых}$ — выходная емкость лампы каскада, $C_{вх}$ — входная емкость следующей лампы и $C_м$ — емкость монтажа).

Если на верхней граничной частоте допустимо ослабление усиления до 3 *дб*, то сопротивление (в килоомах) нагрузки пентода

$$R_а\approx\frac{160\,000}{f_в C_0}.$$

Сопротивление фильтра $R_ф$ выбирают в пределах $(0{,}1\div0{,}3)$ $R_а$, а сопротивление утечки сетки лампы следующего каскада $R_с\approx0{,}5\div1$ *Мом*.

Емкость (в микрофарадах) разделительного конденсатора $C_с$ выбирают в зависимости от допустимого ослабления усиления на нижней граничной частоте $f_н$ заданной полосы пропускания и сопротивления $R_с$:

$$C_с=\frac{159}{f_н R_с\sqrt{M_н^2-1}},$$

где $M_н$ — коэффициент частотных искажений на нижних звуковых частотах;

$f_н$ — нижняя граничная частота полосы пропускания, *гц*;

$R_с$ — сопротивление утечки сетки лампы, *ком*.

Если на нижней граничной частоте полосы пропускания допустимо ослабление усиления до 3 *дб*, то

$$C_с=\frac{159}{f_н R_с}.$$

Практически достаточно применить разделительный конденсатор $C_с$ емкостью 0,025—0,05 *мкф*, причем он должен иметь возможно большее сопротивление утечки (не менее 1 000 *Мом*) и минимальную индуктивность (для этого наиболее подходят конденсаторы типов КБГ-И, МБГЦ и МБМ).

Смещение (в вольтах) на управляющей сетке лампы

$$E_с=U_{вх}+(0{,}5\div1{,}5).$$

Сопротивление (в омах) автоматического смещения для схемы с триодом

$$R_к=\frac{1\,000E_с}{I_а},$$

где $E_с$ — отрицательное напряжение смещения на управляющей сетке лампы, *в*;

$I_а$ — анодный ток лампы, *ма*;

а для схемы с пентодом

$$R_к=\frac{1\,000E_с}{I_а+I_э},$$

где $I_э$ — ток экранирующей сетки лампы, *ма*.

Емкость (в микрофарадах) конденсатора

$$C_к\geqslant\frac{1\,000\div2\,000}{f_н R_к},$$

где $f_н$ — нижняя граничная частота полосы пропускания, *гц*;

$R_к$ — сопротивление автоматического смещения, *ком*.

Емкость (в микрофарадах) конденсатора фильтра

$$C_ф\geqslant\frac{200\div500}{f_н R_ф}.$$

Для схемы с пентодом сопротивление (в килоомах) в цепи экранирующей сетки лампы

$$R_э=\frac{E_а-U_э}{I_э},$$

а емкость (в микрофарадах)

$$C_э=\frac{500\div1\,000}{f_н R_э},$$

где $E_а$ — напряжение анодного питания, *в*;

$U_э$ — напряжение на экранирующей сетке лампы, *в*;

$I_э$ — ток экранирующей сетки лампы, *ма*.

По известным коэффициенту усиления лампы μ, внутреннему сопротивлению R_i (в килоомах) и крутизне характеристике S (в миллиамперах на вольт) легко вычислить коэффициент усиления каскада K. Для схемы с триодом

$$K\frac{\mu}{1+\frac{R_i}{R_а}+\frac{R_i}{R_с}},$$

а для пентода при $R_а\ll R_i$:

$$K=R_а S.$$

Транзисторный каскад

Каскад предварительного усиления напряжения низкой частоты на транзисторе чаще всего выполняют по схеме с общим эмиттером (рис. 11-3), включая в цепь коллектора либо резистор (рис. 11-3, *а*), либо трансформатор (рис. 11-3, *б*).

Для схемы на рис. 11-3, *а*:

$$R_э=\frac{U_э}{I_к};\quad R_к=\frac{E-U_{к.э}-U_э}{I_к};$$

$$R_2=\frac{U_э}{I_д};\quad R_1\approx\frac{E-U_э}{I_д+I_б},$$

где $U_э$ — напряжение на эмиттере транзистора, *в*;

$U_{к.э}$ — напряжение между коллектором и эмиттером, *в*;

E — напряжение источника питания, *в*;

$I_к$ — ток коллектора транзистора, *а*;

$I_б$ — ток базы транзистора, *а*;

$I_д$ — ток делителя напряжения, *а* (практически ток делителя из сопротивления R_1 и R_2 выбирают в 2—5 раз большим тока базы).

Емкость конденсаторов $C_р$ и $C_э$ с достаточной для практики точностью можно вычислить по тем же формулам, что и $C_с$ и $C_к$ для лампового каскада предварительного усиления, подставив в формулу для $C_с$ вместо $R_с$ сумму $R_{вых1}+R_{вх2}$, где $R_{вых1}$ — параллельно соединенные сопротивление $R_к$ и выходное сопротивление транзистора, а $R_{вх2}$ — параллельно включенные входное

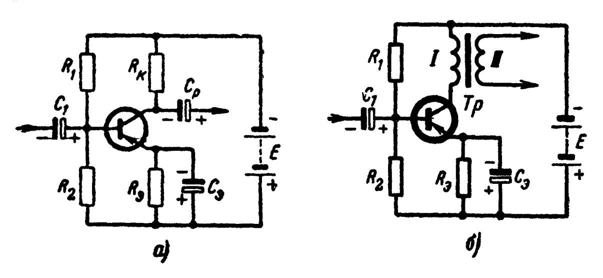


Рис. 11-3. Схема каскада предварительного усиления напряжения низкой частоты с транзистором.

а — на резисторах; *б* — на трансформаторе.

сопротивление транзистора последующего каскада и сопротивление делителя напряжения в цепи его базы. В формулу для $C_к$ вместо $R_к$ надо подставить $R_э$.

Для схемы на рис. 11-3, *б* сопротивление (в омах) первичной обмотки трансформатора

$$r_1 = r_2' \frac{R_н' (1 - \eta_{тр})}{2\eta_{тр}},$$

где $r'_2 = r_2 R_н$ — сопротивление вторичной обмотки трансформатора, пересчитанное в цепь его первичной обмотки, *ом*;

$R'_н = n^2 R_н$ — сопротивление нагрузки вторичной обмотки трансформатора, пересчитанное в цепь его первичной обмотки, *ом*;

$\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора, которое для каскадов предварительного усиления напряжения низкой частоты обычно бывает от 0,4 до 0,7.

Эквивалентное сопротивление

$$R_э = \frac{(r_{вых} + r_1 + r_2') R_н'}{r_{вых} + r_1 + r_2' + R_н'},$$

где $r_{вых}$ — выходное сопротивление транзистора рассчитываемого каскада.

Минимальная индуктивность (в генри) первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{160 R_э}{f_н \sqrt{M_н^2 - 1}},$$

где $f_н$ — нижняя граничная частота полосы пропускания, *гц*.

$M_н$ — частотные искажения на нижней граничной частоте.

Индуктивность рассеяния трансформатора (в генри):

$$L_s \frac{0,16 (r_{вых} + r_1 + r_2' + R_н')}{f_в} \sqrt{M_в^2 - 1},$$

где $f_в$ — верхняя граничная частота полосы пропускания, *гц*;

$M_в$ — частотные искажения на верхней граничной частоте.

Коэффициент рассеяния определяют по той же формуле, что и для лампового трансформаторного каскада. Так как трансформаторы для транзисторных усилителей низкой частоты наматывают, как правило, на сердечниках из пермаллоя, то допустимый коэффициент рассеяния должен быть не менее 0,001—0,002.

11-4. ОКОНЕЧНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Оконечный каскад усилителя низкой частоты работает в режиме отдачи в нагрузку достаточно большой мощности. В анодную цепь лампы или в цепь коллектора транзистора включают выходной трансформатор для согласования низкоомной нагрузки усилителя (громкоговоритель, линия, магнитная головка и т. п.) с выбранной лампой или транзистором.

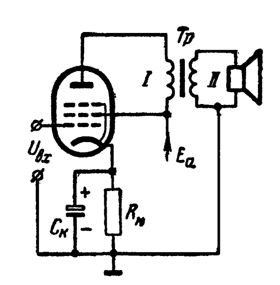


Рис. 11-4. Схема лампового однотактного оконечного каскада.

Ламповый однотактный каскад

Такой каскад (рис. 11-4) обычно выполняют на пентоде или лучевом тетроде, работающем в режиме А. Постоянное напряжение на аноде лампы $U_{а0}$ принимают порядка 0,9 $E_а$ (напряжения источника питания), а постоянное напряжение на экранирующей сетке лампы $U_{э0}$ чаще всего выбирают равным напряжению $E_а$.

Рабочую точку *1* (рис. 11-5) находят по анодным характеристикам лампы. Для этого замечают, при ка-

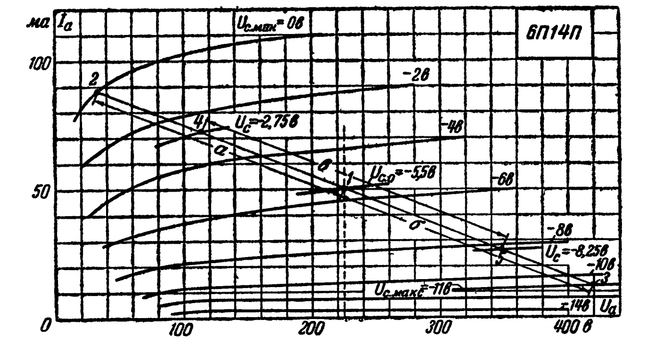


Рис. 11-5. Анодные характеристики лампы 6П14П.

ком напряжении на управляющей сетке лампы $U_с$ анодные характеристики начинают сгущаться. Верхнюю из таких характеристик принимают как $U_{с.макс}$. Тогда рабочая точка *1* будет лежать на пересечении линий $U_а$ и $U_{с.макс}/2$. После этого строят нагрузочную линию, для чего, наложив на график анодных характеристик линейку, находят такое ее положение между кривыми $U_{с\ мин}$ и $U_{с.макс}$ (точки *2* и *3*), при котором отрезки *а* и *б* будут равны. Это соответствует режиму работы лампы с наименьшими нелинейными искажениями (с отсутствием второй гармоники).

При выбранном режиме работы мощность (в ваттах), рассеиваемая на аноде лампы в режиме покоя,

$$P_{a0} = \frac{U_{a0} I_{a0}}{1\,000},$$

где I_{a0} — анодный ток лампы (в миллиамперах) в рабочей точке *1*.

Вычисленная таким образом мощность не должна превышать предельной для выбранной лампы. В противном случае необходимо выбрать другую рабочую точку *1*.

При полученном наклоне нагрузочной линии отдаваемая в нагрузку мощность (в вольт-амперах):

$$P = \frac{\eta}{8\,000} (i_{а.макс} - i_{а.мин})(u_{а.макс} - u_{а.мин}),$$

где η — к. п. д. трансформатора (0,7—0,75 при $P \leqslant 5$ *ва* и 0,8—0,85 при $P > 5$ *ва*).

Коэффициент второй гармоники

$$\gamma_2 = 0,5 \frac{а - б}{а + б} 100\%.$$

Коэффициент третьей гармоники

$$\gamma_3 = 0,5 \frac{2в - (а + б)}{а + б + в} 100\%.$$

Общий коэффициент гармоник

$$\gamma = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2}.$$

Амплитуда переменной составляющей анодного тока (в миллиамперах):

$$I_{am} = 0,5 (i_{а.макс} - i_{а.мин}).$$

Амплитуда переменной составляющей напряжения (в вольтах) на первичной обмотке трансформатора

$$U_{am} = 0,5 (u_{а.макс} - u_{а.мин}).$$

Сопротивление (в омах) анодной нагрузки

$$R_a = 1\,000 \frac{U_{am}}{I_{am}}.$$

Если по расчету получится малая (недостаточная) отдаваемая мощность или недопустимо большой коэффициент гармоник, то нужно изменить наклон нагрузочной линии (поворачивая ее около рабочей точки *1* и соответственно перемещая точки *2* и *3*, в которых она пересекает характеристики для $U_c = 0$ и $U_c = -U_{с.макс}$, использовать другую рабочую точку или увеличить напряжение источника анодного питания). При этом надо проверить, не превышает ли мощность рассеяния на аноде лампы допустимое значение.

Сопротивление (в омах) автоматического смещения в цепи катода лампы

$$R_к = \frac{1\,000 U_{c0}}{I_{a0} + I_э},$$

где $I_э$ — ток экранирующей сетки лампы, *ма*.

Сопротивление (в омах) первичной обмотки *I* трансформатора *Тр* постоянному току

$$r_1 = 0,5 R_a (1 - \eta).$$

Сопротивление (в омах) вторичной обмотки *II* трансформатора *Тр* постоянному току

$$r_2 = 0,5 R_н \frac{1 - \eta}{\eta}.$$

Индуктивность (в генри) первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{130 R_a}{f_н \sqrt{M_н^2 - 1}},$$

где $M_н$ — частотные искажения на нижней граничной частоте;
$f_н$ — нижняя граничная частота полосы пропускания, *гц*;
R_a — сопротивление анодной нагрузки, *ком*.

Если на нижней граничной частоте допустимо ослабление усиления до 3 *дб*, то

$$L_1 = \frac{130 R_a}{f_н}.$$

Коэффициент трансформации

$$n = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_н}{\eta R_a}}.$$

Сечение (в квадратных сантиметрах) сердечника трансформатора

$$Q_c = \frac{I_{a0}^2 L_1}{8\,000},$$

I_{a0} — постоянная составляющая анодного тока, *ма*.

Число витков первичной обмотки трансформатора

$$w_1 = 500 \sqrt{L_1 \frac{l_c}{Q_c}},$$

где l_c — средняя длина силовой линии сердечника, *см*.

Число витков вторичной обмотки

$$w_2 = w_1 n.$$

Диаметр (в миллиметрах) проводов первичной и вторичной обмоток

$$d = 0,15 \sqrt{\frac{l_в w}{r}},$$

где $l_в$ — средняя длина витка обмотки, *м*;
r — сопротивление обмотки постоянному току, *ом*.

Сердечник трансформатора собирают с зазором (в миллиметрах):

$$l_з = \frac{w_1 I_{a0}}{1\,600\,000}.$$

Ламповый двухтактный каскад

Двухтактный оконечный каскад (рис. 11-6) может быть собран на триодах, лучевых тетродах или пентодах, работающих в режиме А или АВ. В режиме В, как правило, используют только триоды. Индекс 1 у букв А или АВ означает, что лампы работают без токов сетки, а индекс 2 указывает на наличие сеточного тока.

При работе в режиме В индекс 2 опускают, так как наличие сеточного тока в этом режиме считается нормальным.

Расчет одного плеча схемы двухтактного каскада, работающего на пентоде или лучевом тетроде в режиме А, производится аналогично расчету однотактного каскада. Особенности же двухтактной схемы учитывают следующим образом. Общий ток в цепи питания анодов ламп удваивается по сравнению с анодным током одного плеча. Удваивается и отдаваемая мощность P. Общий коэффициент гармоник $\gamma=\gamma_3$, так как вторая гармоника в двухтактной схеме компенсируется (величину γ_2 поэтому можно не определять). Сопротивление нагрузки анодной цепи (между анодами) $R_{а.а}=2R_а$. Сопротивление автоматического смещения в катодной цепи ламп уменьшают в 2 раза.

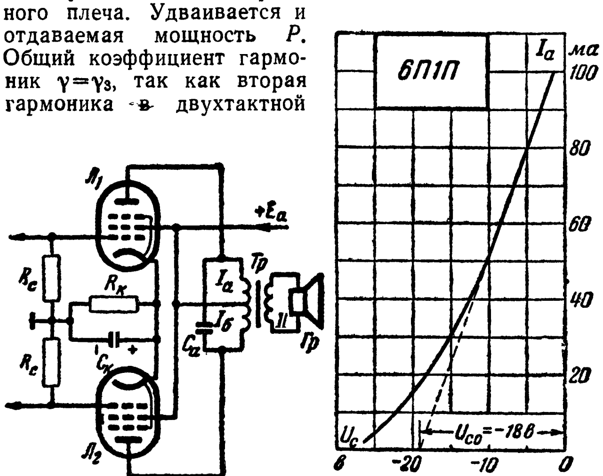


Рис. 11-6. Схема лампового двухтактного оконечного каскада.

Рис. 11-7. Сеточная характеристика лампы 6П1П.

При расчете двухтактного каскада, работающего на пентоде или лучевом тетроде в режиме АВ₁, постоянные напряжения на анодах и экранирующих сетках ламп выбирают такими же, как и для однотактного оконечного каскада, а напряжение смещения на управляющую сетку каждой лампы определяют путем построения по сеточным характеристикам лампы, как это показано на рис. 11-7. Затем на анодных характеристиках лампы по заданным $U_{а0}$ и $U_э$ строят рабочую точку *1* и находят анодный ток при отсутствии сигнала $I_{а0}$ (рис. 11-8).

Построение нагрузочной линии начинают с выбора положения рабочей точки *2* на статической характеристике $U_с=0$. Для пентодов и лучевых тетродов эта точка должна лежать на том участке характеристики, где последняя после значительного искривления переходит в пологий участок. Точка *2* определяет $I_{а.макс}$ и $U_{а.мин}$. Через точки *1* и *2* проводят нагрузочную линию.

Допустимая мощность рассеяния на аноде лампы при отсутствии сигнала

$$P_{а0}=\frac{U_{а0}I_{а0}}{1\,000}<P_{а.макс},$$

где значение $P_{а.макс}$ берется из типового режима для одной лампы. Если окажется, что это условие не выполняется, то необходимо рабочую точку *1* переместить на другую характеристику, соответствующую большему отрицательному напряжению $U_с$.

Мощность, отдаваемая в нагрузку двумя лампами,

$$P=\frac{\eta}{2\,000}\,i_{а.макс}(U_{а0}-U_{а.мин})\,.$$

Величина к. п. д. выходного трансформатора выбирается так же, как и в случае однотактного оконечного каскада.

Коэффициент нелинейности, определяемый в двухтактном каскаде в основном третьей гармоникой,

$$\gamma=\frac{2б-а}{2а+б}\,100\%\,.$$

Амплитуда напряжения на всей первичной обмотке

$$U_{m1}=2(U_{а0}-U_{а.мин}).$$

Амплитуда переменной составляющей анодного тока (в миллиамперах) лампы каждого плеча

$$I_{am}=0{,}5\ i_{а.макс}.$$

Постоянная составляющая анодного тока (в миллиамперах) каждой лампы при максимальной отдаваемой мощности

$$I_{а0\,макс}=0{,}25(i_{а.макс}+2I_{а0}).$$

Ток в общей цепи питания анодов ламп будет вдвое больше.

Допустимая мощность рассеяния на анодах ламп при максимальной отдаваемой мощности

$$P_{а.макс}\geqslant\frac{U_{а0}I_{а0}}{1\,000}-\frac{P}{2}\,.$$

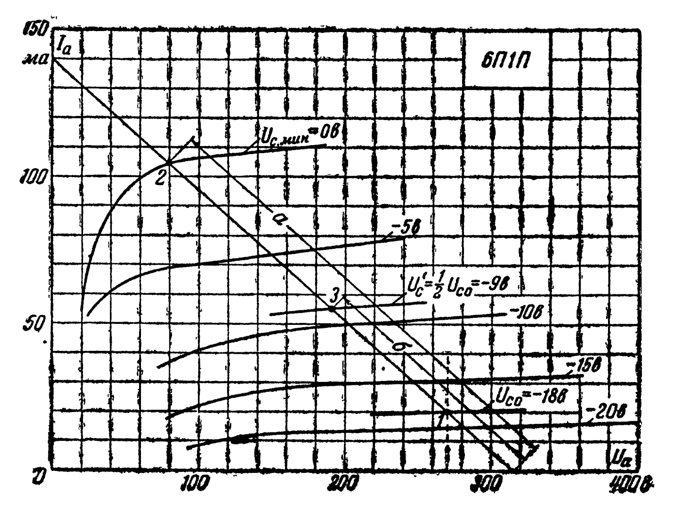


Рис. 11-8. Анодные характеристики лампы 6П1П.

Необходимая величина сопротивления между анодами ламп

$$R_{а.а}=4\,000\,\frac{U_{а0}-U_{а.мин}}{I_{а.макс}}\,.$$

Амплитуда сеточного напряжения (на одной лампе), необходимая для получения максимальной мощности,

$$U_{сm}=|U_{с0}|\,.$$

При автоматическом смещении сопротивление (в омах) в общей цепи катодов

$$R_\text{к} = \frac{500U_{c0}}{I_{a0\,\text{макс}} + I_э},$$

где $I_э$ — ток (в миллиамперах) экранирующей сетки лампы при $U_c=0$.

Сопротивление (в омах) первичной обмотки *I* трансформатора *Тр*:

$$r_1=0{,}3\ R_{а\cdot а}(1-\eta).$$

Сопротивление вторичной обмотки *II* трансформатора

$$r_2 = 0{,}4R_н\frac{1-\eta}{\eta}.$$

Индуктивность (в генри) первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{150R_{а.а}}{f_н\sqrt{M_н^2-1}}.$$

Если на нижней границе полосы пропускания допустимо ослабление усиления до 3 *дб*, то

$$L_1 = \frac{150R_{а.а}}{f_н}.$$

Коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{\frac{R_н}{\eta R_{а.а}}}.$$

Транзисторный однотактный каскад

Однотактный оконечный каскад с транзистором можно выполнить как по схеме с общим эмиттером, так и по схеме с общей базой. В первом случае можно получить большее усиление по мощности хотя и с несколько большим коэффициентом нелинейных искажений, чем во втором. А так как в простых транзисторных приемниках и усилителях наиболее важно получить наибольшее усиление по мощности, то чаще всего применяют однотактный оконечный каскад, собранный по схеме с общим эмиттером (рис. 11-9).

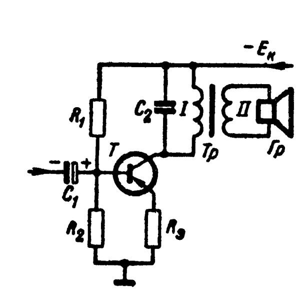


Рис. 11-9. Схема транзисторного однотактного оконечного каскада.

При расчете такого каскада нужно задаться напряжением источника питания коллекторной цепи $E_к$ (в вольтах) и требуемой выходной мощностью $P_н$ (в милливаттах) в нагрузке.

Сопротивление нагрузки (в омах), приведенное к первичной обмотке выходного трансформатора,

$$R_н' \approx \frac{1\,000E_к^2}{3P_н},$$

а ток коллектора (в миллиамперах) в рабочей точке

$$I_0 \approx \frac{2{,}5P_н}{E_к}.$$

По полученным данным нужно выбрать транзистор, для которого предельное напряжение на коллекторе должно быть не ниже 2 $E_к$, предельный ток коллектора не менее 2,5 I_0 и предельная мощность, рассеиваемая на коллекторе, не меньше 2,5 $P_н$.

Затем расчет каскада ведут по входным и выходным характеристикам выбранного транзистора (рис. 11-10). На выходные характеристики транзистора наносят точки $E_к$, I_0 и $2E_к$, *0*, через которые проводят нагрузочную линию. По точкам пересечения нагрузочной линии с крайними характеристиками $I_б$ находят максимальные значения тока и напряжения коллектора. Тогда выходная мощность

$$P_н = \frac{\eta_{тр}(I_{к.макс} - I_{к.мин})(U_{к.э.макс} - U_{к.э.мин})}{8},$$

где $\eta_{тр}$ — к. п. д. выходного трансформатора (от 0,7 до 0,8).

По этим же характеристикам находят и максимальный ток базы $I_{б.макс}$, при котором ток коллектора достигает значения $I_{к.макс}$. Далее по входным характеристикам транзистора находят максимальное напряжение на базе $U_{б.э.макс}$, соответствующее току $I_{б.макс}$ (по характеристике, соответствующей напряжению $U_{к\ э.мин}$), и минимальное напряжение на базе $U_{б.э.мин}$ (по характеристике, соответствующей напряжению $U_{к.э.макс}$). По полученным значениям определяют входную мощность каскада

$$P_{вх} = \frac{I_{б.макс}(U_{б.э\ макс} - U_{б.э.мин})}{8},$$

и коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_н}{P_{вх}}.$$

Среднее входное сопротивление (в омах) транзистора

$$R_{вх} = \frac{1\,000(U_{б.э.макс} - U_{б.э.мин})}{I_{б.макс}}.$$

Коэффициент трансформации выходного трансформатора *Тр*:

$$n = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_н'\eta_{тр}}{R_н}}.$$

Выходной трансформатор можно рассчитать по тем же формулам, что и для лампового однотактного выходного каскада, подставив вместо I_{a0} и I_{am} значение I_0.

Транзисторный двухтактный каскад

Для двухтактного оконечного каскада, собранного по схеме с общим эмиттером (рис. 11-11), сопротивление (в омах) нагрузки (на один коллектор), приведенное к половине первичной обмотки выходного трансформатора $Тр_2$,

$$R_н' \approx \frac{1\,000E_к^2}{1{,}3P_н},$$

где $E_к$ — напряжение источника питания, *в*;
$P_н$ — заданная выходная мощность, *мвт*.

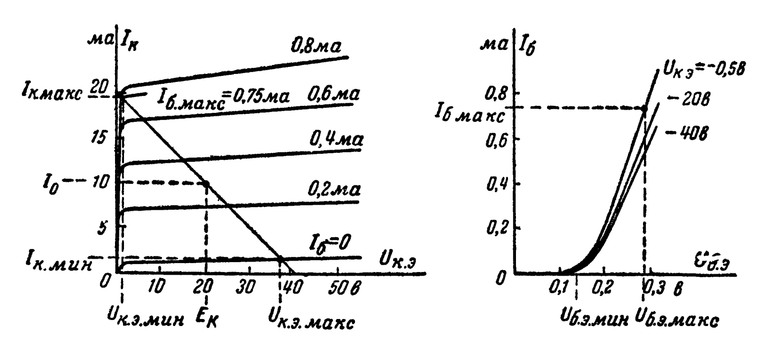


Рис. 11-10. Выходные и входные характеристики транзистора.

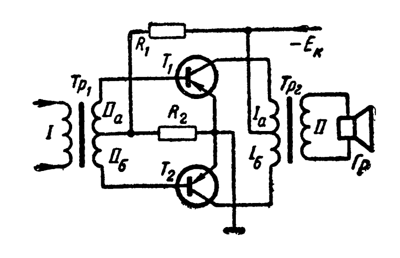


Рис. 11-11. Схема транзисторного двухтактного оконечного каскада.

Максимальный импульс тока (в миллиамперах) коллектора

$$I_{к.макс} \approx \frac{2,6P_н}{E_к}.$$

Максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе одного транзистора,

$$P_{к.макс} \approx 0,2\ P_н.$$

Максимальный импульс напряжения на коллекторе

$$U_{к.макс} = 2\ E_к.$$

По статическим входным и выходным характеристикам для выбранного транзистора определяют максимальные значения тока базы $I_{б.макс}$ и напряжения на базе $U_{б.э.макс}$ тем же способом, как и для однотактного оконечного каскада.

Входная мощность

$$P_{вх} = \frac{U_{б.э.макс} I_{б.макс}}{2},$$

а среднее входное сопротивление каскада между базами

$$R_{вх} = \frac{400 U_{б.э.макс}}{I_{б.макс}}.$$

Выходной трансформатор $Тр_2$ можно рассчитать по тем же формулам, что и для лампового двухтактного оконечного каскада, подставив $2R_н'$ вместо $R_{а.а}$ и $I_{к.макс}$ вместо I_{am}. Ток I_{a0} принимается равным нулю.

Минимальные нелинейные искажения в двухтактном оконечном каскаде получаются при оптимальном выходном сопротивлении предоконечного каскада, пересчитанном к вторичной обмотке входного трансформатора, $Тр_1$ от 50 до 1 000 *ом* (меньшее значение для более мощных каскадов). Нелинейные искажения при малых сигналах можно уменьшить путем подачи небольшого (около 0,15 *в*) начального смещения на базы транзисторов.

11-5. ФАЗОИНВЕРСНЫЙ КАСКАД

Фазоинверсным называется каскад, создающий два напряжения одинаковой амплитуды, но сдвинутых по фазе на 180°. Такой каскад обычно предшествует двухтактному оконечному каскаду.

В усилителях низкой частоты с лампами косвенного накала фазоинверсный каскад выполняют, как правило, на резисторах. В батарейных ламповых и транзисторных усилителях низкой частоты, а также в сетевых мощных усилителях с оконечным каскадом, работающим в режиме В, применяют трансформаторный фазоинверсный каскад или фазоинверсный каскад с катодным повторителем. В этом случае трансформатор, предшествующий оконечному каскаду, делают с отводом от середины вторичной обмотки.

В сетевых радиовещательных приемниках и радиолюбительских конструкциях наибольшее распространение получили фазоинверсные каскады, построенные по самобалансирующейся схеме или по схеме с разделенной нагрузкой, а в транзисторных приемниках и усилителях — с трансформаторной связью между каскадами

Самобалансирующийся каскад

Такой каскад может быть построен как по типовой (рис. 11-12, *а*), так и по упрощенной (рис. 11-12, *б*) схемам. Расчет типовой схемы производят в следующей последовательности.

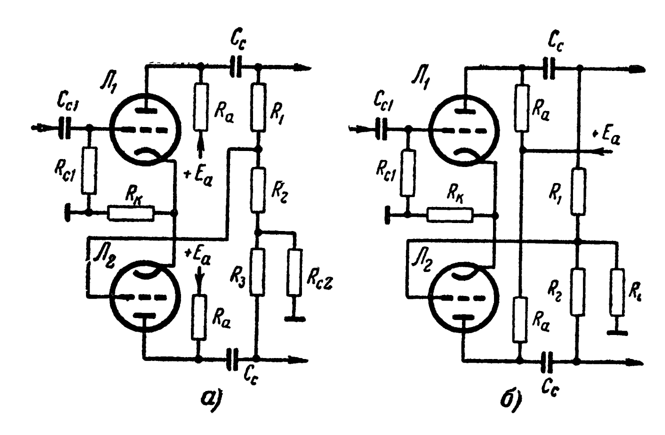


Рис. 11-12. Схемы ламповых самобалансирующихся фазоинверсных каскадов.

а — типовая схема; *б* — упрощенная схема.

Исходя из заданной полосы пропускания, устанавливают значения сопротивлений $R_а$ (см. стр. 151). Затем выбирают сопротивления $R_3 = R_1 + R_2$ таким, чтобы оно не превышало предельного значения сопротивления утечки сетки для выбранных ламп оконечного каскада. Принимаем $R_с = 0,2R_3$.

Сопротивление нагрузки переменному току

$$R_{a\sim} = \frac{R_a(R_1 + R_2)}{R_a + R_1 + R_2}.$$

Коэффициент усиления каскада

$$K_0 = \mu \frac{R_{a\sim}}{R_i + R_{a\sim}},$$

где μ — статический коэффициент усиления лампы в выбранной рабочей точке.

Сопротивление

$$R_2 = \frac{R_3}{K_0},$$

а сопротивление $R_1 = R_3 - R_2$.

Сопротивление автоматического смещения

$$R_к = \frac{U_{c0}}{2I_{a0}}.$$

Емкость разделительного конденсатора C_c определяют по той же формуле, что и для обычного каскада усиления напряжения на сопротивлениях, подставив в нее вместо сопротивления R_c сопротивление R_3.

Расчет упрощенной схемы (рис. 9-12, *б*) отличается от предыдущего лишь тем, что здесь сопротивление R_2 не должно превышать предельного значения сопротивления утечки сетки для выбранных ламп оконечного каскада. Сопротивление $R_1 = 0{,}8R_2$, а $R_c = 0{,}3R_2$. Остальные элементы рассчитывают так же, как и для предыдущей схемы.

Каскад с разделенной нагрузкой

Такой каскад (рис. 11-13) не дает усиления ($K_0 < 1$), но зато имеет лучшую частотную характеристику, чем самобалансирующийся фазоинверсный каскад. При расчете его, как и при расчете самобалансирующегося каскада, сначала задаются значением сопротивления R_a. Тогда

$$R'_a = \frac{R_a}{2}.$$

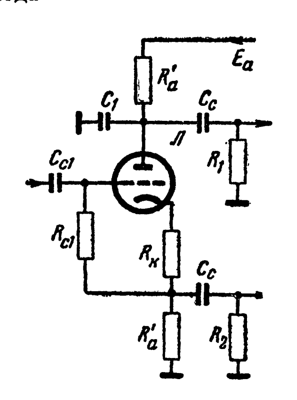


Рис. 11-13. Схема фазоинверсного каскада с разделенной нагрузкой.

Сопротивления R_1 и R_2 выбирают в соответствии с типом оконечных ламп, причем $R_1 = R_2$.

Сопротивление нагрузки переменному току

$$R_a = \frac{R'_a R_1}{R'_a + R_1}.$$

Внутреннее сопротивление лампы с учетом возникающей в этой схеме отрицательной обратной связи (см. стр. 159)

$$R'_i = \frac{R_i + R_a}{\mu}.$$

Эквивалентное сопротивление одного плеча каскада

$$R_{экв} = \frac{R'_i R_{a\sim}}{R'_i + R_{a\sim}}.$$

Емкость (в пикофарадах), шунтирующая катодную часть нагрузки,

$$C_{кат} = C_к + C_м + C_{вх.дин},$$

где $C_к$ — емкость катод — нить накала лампы, *пф*;
$C_м$ — емкость монтажа, *пф*;
$C_{вх.дин}$ — входная динамическая емкость одного плеча двухтактного оконечного каскада, *пф*.

Для устранения асимметрии частотной характеристики плеч на верхних звуковых частотах, что очень важно для широкополосных усилителей, в анодную цепь лампы должен быть включен выравнивающий конденсатор C_1, емкость которого должна быть равна или соизмерима с емкостью $C_{кат}$.

Коэффициент частотных искажений на верхних звуковых частотах

$$M_в = \sqrt{1 + (2\pi f_в R_{экв} C_{кат})^2}.$$

После этого строят динамическую характеристику и по ней, как для резисторного каскада предварительного усиления, определяют режим работы лампы и значения остальных элементов схемы.

В транзисторных усилителях низкой частоты фазоинверсный каскад может быть построен по тем же схемам, что и в ламповых усилителях. На рис. 11-14, *а* приводится схема, в которой сигнал на базу транзистора T_2 подается из коллекторной цепи транзистора T_1. Если оба эти транзистора одинаковы по параметрам, то напряжения на выходе каскада будут одинаковыми и сдвинутыми по фазе на 180°. В этой схеме надо применять транзисторы с высокой предельной частотой уси-

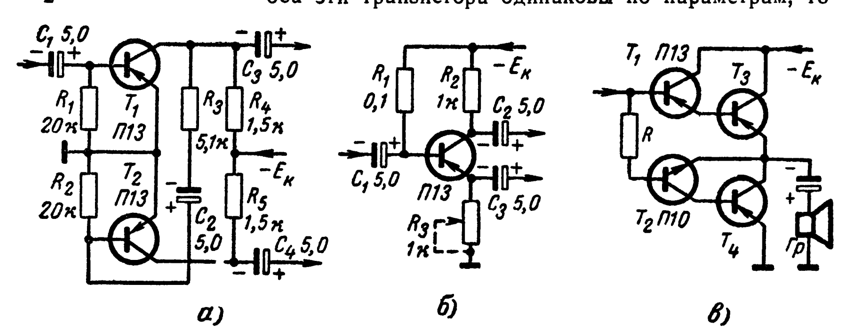


Рис. 11-14. Схемы фазоинверсных каскадов на транзисторах.

а — схема с подачей сигнала из коллекторной цепи транзистора T_1, в цепь транзистора T_2; *б* — схема с разделенной нагрузкой; *в* — схема с транзисторами разной проводимости.

но с нагрузкой усилителя или каскада. Действие ее пропорционально выходному току. Такая связь получается, например, при включении в катодную или эмиттерную цепи резистора, не блокированного конденсатором (рис. 11-17). Отрицательная обратная связь по току увеличивает выходное сопротивление усилителя.

Количественно действие отрицательной обратной связи по напряжению характеризуется коэффициентом обратной связи A, показывающим, во сколько раз обратная связь уменьшает усиление охваченных ею каскадов:

$$A = 1 + \beta K,$$

где β — коэффициент передачи, показывающий, какая часть выходного напряжения подается на вход усилителя или каскадов, охваченных обратной связью;

K — коэффициент усиления охваченных обратной связью каскадов, но без обратной связи.

Часто обратную связь характеризуют ее глубиной, т. е. коэффициентом A, выраженным в децибелах,

$$A_{дб} = 20 \lg (1 + \beta K).$$

Коэффициент усиления каскадов, охваченных отрицательной обратной связью,

$$K_\beta = \frac{K}{A} = \frac{K}{1 + \beta K}.$$

Рис. 11-17. Схемы каскадов с отрицательной обратной связью по току.

а — ламповый каскад; *б* — транзисторный каскад.

Уменьшение коэффициентов нелинейных и частотных искажений, а также напряжения фона переменного тока при введении в усилитель отрицательной обратной связи выражается следующими формулами:

$$\gamma_\beta = \frac{\gamma}{A}; \quad U_{ф\beta} = \frac{U_ф}{A}; \quad M_\beta = \frac{M}{A}.$$

Напряжение, которое следует подвести к усилителю при введении в него отрицательной обратной связи,

$$U_{вх\beta} = U_{вх} A.$$

Расчетные формулы для каждой конкретной схемы с отрицательной обратной связью по напряжению приведены на рис. 11-15 и 11-16. Схемы усилителей низкой частоты на транзисторах с отрицательной обратной связью по напряжению аналогичны показанным на этих рисунках.

Каскад с нагрузкой в цепи катода (эмиттера)

Схемы такого каскада, получившие название катодного повторителя (рис. 11-18, *а* и *б*) и эмиттерного повторителя (рис. 11-18, *в*), представляют собой частный случай усилителя с глубокой отрицательной обратной связью по напряжению. Такое название каскаду дано потому, что в нем переменное напряжение, действующее на выходе каскада, совпадает по фазе и близко по величине с входным напряжением, т. е. оно как бы повторяет его.

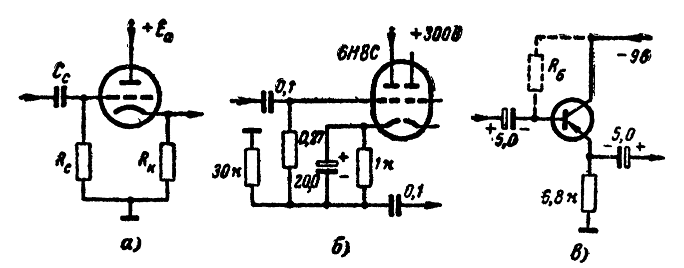


Рис. 11-18. Схемы каскадов с нагрузкой в катодной цепи лампы и в эмиттерной цепи транзистора.

а — типовая схема лампового каскада; *б* — ламповый каскад с дополнительным источником напряжения смещения; *в* — типовая схема транзисторного каскада.

Катодный (эмиттерный) повторитель обладает большим входным и малым выходным сопротивлениями. Он не дает усиления ($K<1$). В эмиттерном повторителе наибольшее входное сопротивление получается без сопротивления $R_б$.

В катодном повторителе сопротивление нагрузки $R_н$ и режим работы лампы выбирают такими, чтобы падение постоянного напряжения на сопротивлении нагрузки создавало необходимое отрицательное напряжение смещения на управляющей сетке лампы.

Коэффициент усиления (передачи) напряжения катодным повторителем

$$K = \frac{SR_н}{1 + SR_н}.$$

Эквивалентное внутреннее сопротивление (в омах) катодного повторителя на нижних звуковых частотах

$$R'_i = \frac{1\,000}{S},$$

где S — крутизна характеристики лампы, *ма/в*.

Выходное сопротивление катодного повторителя

$$R_{вых} = \frac{R_н R'_i}{R_н + R'_i}.$$

В эмиттерном повторителе сопротивление в цепи эмиттера выбирают из условия

$$R_э = 10 \div 20\ r_{22},$$

где r_{22} — выходное сопротивление транзистора.

В случае включения в схему резистора $R_б$ его сопротивление (в килоомах)

$$R_б = \frac{E_к - U_э}{I_б},$$

где $E_к$ — напряжение источника питания, *в*;

$U_э$ — напряжение на эмиттере, *в*;

$I_б$ — ток базы, *ма*.

ления по току (чтобы избежать возможного сдвига фазы сигналов на верхних звуковых частотах).

В другой схеме фазоинверсного каскада на транзисторах (рис. 11-14, *б*) выходные напряжения, сдвинутые по фазе на 180°, снимаются с сопротивлений в коллекторной и эмиттерной цепях транзистора. Такой каскад, как и аналогичный ламповый каскад, не дает усиления, но улучшает форму частотной характеристики. Чтобы получить строго одинаковые выходные напряжения, сопротивление R_3 подбирают в процессе регулировки усилителя.

Фазоинверсный каскад можно собрать и на транзисторах разной проводимости (рис. 11-14, *в*). Для нормальной работы каскада транзисторы следует подобрать с таким расчетом, чтобы произведение коэффициентов усиления по току β транзисторов T_1 и T_3 было равно произведению коэффициентов усиления по току транзисторов T_2 и T_4.

11-6. ОТРИЦАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Отрицательная обратная связь осуществляется соединением выхода усилителя с его входом, при котором часть переменного напряжения с выхода усилителя по-

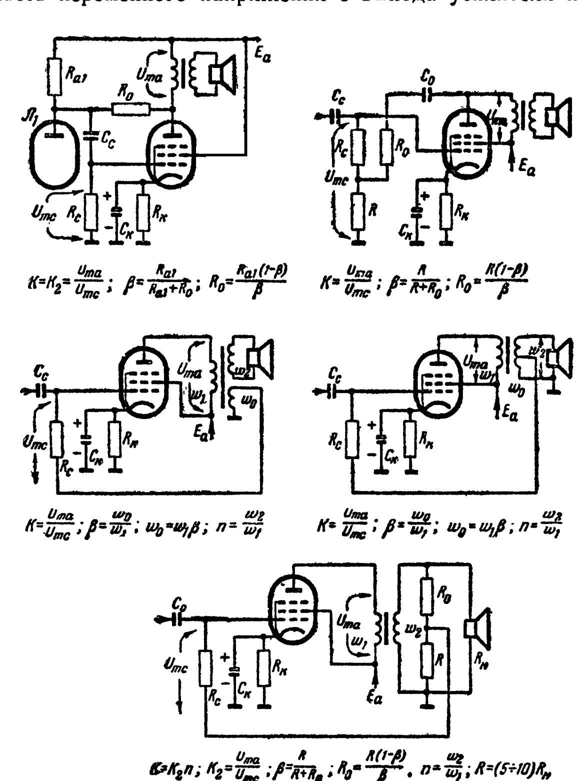


Рис. 11-15. Схемы однокаскадных усилителей с отрицательной обратной связью по напряжению.

дается в противофазе на его вход. Применение отрицательной обратной связи в значительной степени уменьшает нелинейные искажения, уровень фона переменного тока, а также выравнивает частотную характеристику усилителя. В зависимости от способа связи входа с выходом различают отрицательную обратную связь по напряжению или по току.

Отрицательная обратная связь по напряжению получается путем подключения цепи обратной связи параллельно нагрузке усилителя или каскада. Действие ее

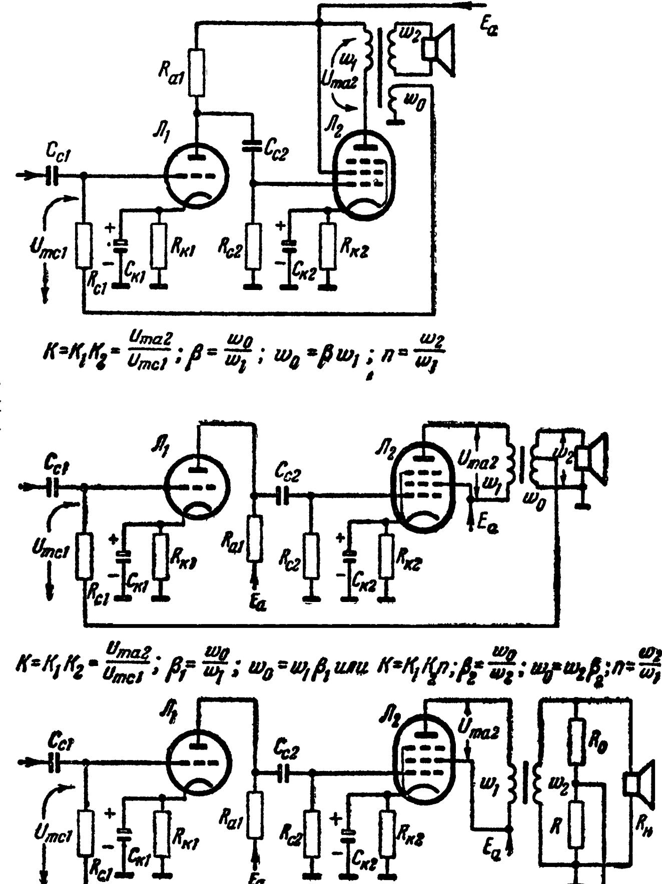


Рис. 11-16. Схемы двухкаскадных усилителей с отрицательной обратной связью по напряжению.

пропорционально выходному напряжению. На рис. 11-15 и 11-16 приведены схемы усилительных каскадов с отрицательной обратной связью по напряжению и формулы для расчета этих схем. Следует заметить, что применение в оконечном каскаде усилителя отрицательной обратной связи по напряжению уменьшает выходное сопротивление каскада, что благоприятно сказывается на работе громкоговорителей. Включение в цепь отрицательной обратной связи по напряжению реактивных элементов (конденсаторов и катушек индуктивности) делает ее зависимой от частоты, что часто используется для корректирования частотной характеристики усилителя и регулирования тембра.

Отрицательную обратную связь по току получают путем подключения цепи обратной связи последователь-

Сверхлинейный оконечный каскад

Такой каскад (рис. 11-19) может быть выполнен только на пентоде или лучевом тетроде. Экранирующая сетка оконечной лампы присоединяется к части витков первичной обмотки выходного трансформатора *Тр*. В таком режиме при незначительном уменьшении выходной мощности по сравнению с обычным включением лампы значительно уменьшаются внутреннее сопротивление и

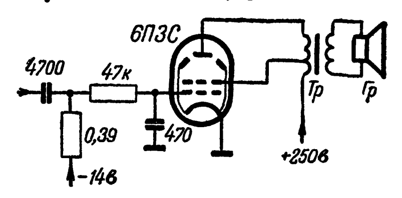


Рис. 11-19. Схема сверхлинейного однотактного оконечного каскада.

коэффициент нелинейных искажений. Объясняется это действием отрицательной обратной связи, напряжение которой приложено к экранирующей сетке лампы. В результате в каскаде как бы работает новая лампа с другими статическими характеристиками. Вид этой новой статической характеристики зависит от «коэффициента распределения нагрузки»

$$p = \frac{Z_э}{Z_а} = \frac{w_э^2}{w_а^2},$$

где $Z_а$ и $Z_э$ — сопротивления нагрузки в цепях анода и экранирующей сетки лампы;

$w_а$ и $w_э$ — соответствующие числа витков.

Наименьший коэффициент нелинейных искажений при такой схеме включения лампы можно получить в усилителе с двухтактным оконечным каскадом (рис.

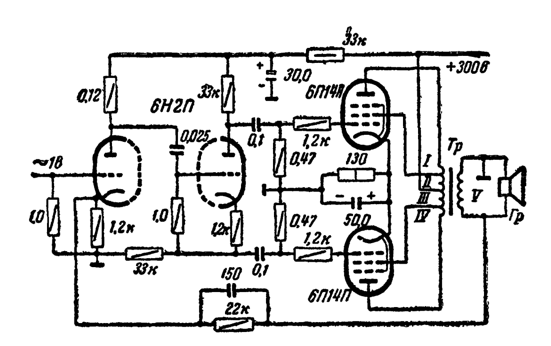


Рис. 11-20. Схема сверхлинейного двухтактного оконечного каскада.

11-20), работающим в режиме AB_1. Этот режим наименьших нелинейных искажений и получил название «сверхлинейного». Коэффициент распределения нагрузки p в этом случае будет 18,5% для ламп типов 6П14П и 6П3С и 5% для ламп типов 6П1П и 6П6С. При таком p и дополнительном охвате всего усилителя отрицательной обратной связью в 15—20 *дб* коэффициент нелинейных искажений усилителя обычно получается не более 0,5—0,7%.

Выходной трансформатор *Тр* для схемы на рис. 11-20 выполнен на сердечнике из пластин типа УШ-19 при толщине пакета 30 *мм* (пластины из электротехнической стали марки Э-330 толщиной 0,35 *мм* собраны встык без зазора). Обмотки *I* и *IV* содержат по 1 140 витков, а обмотки *II* и *III* — по 860 витков провода ПЭЛ 0,18. Обмотка *V*, рассчитанная на сопротивление нагрузки 15 *ом*, состоит из 176 витков провода ПЭЛ 0,83.

11-7. РЕГУЛИРОВКИ В УСИЛИТЕЛЯХ

Регулирование громкости (усиления)

Чтобы можно было изменять амплитуду сигнала и тем избежать перегрузки усилителя, во входных его каскадах применяют регулятор громкости (рис. 11-21) в виде потенциометра *R*. В усилителе низкой частоты, предназначенном для приемника или проигрывателя, потенциометр *R*, как правило, помещают на входе усилителя. В высокочувствительных усилителях, предназначенных для работы от микрофона или магнитной головки, потенциометр устанавливают обычно перед вто-

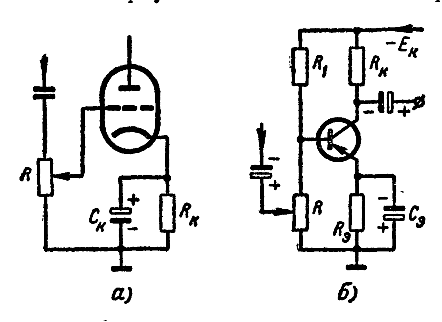


Рис. 11-21. Типовые схемы регулирования громкости.

а — для лампового каскада; *б* — для транзисторного каскада.

рым каскадом предварительного усиления (чтобы ослабить воздействие внешних полей на потенциометр и соединительные провода).

Для ламповых схем предельное сопротивление (в мегомах) регулятора громкости, при котором еще не вносятся частотные искажения,

$$R = \frac{200}{f_в C_{вх}} - R_i,$$

где $f_в$ — верхняя граничная частота полосы пропускания, *кгц*;

$C_{вх}$ — входная емкость каскада, перед которым помещен регулятор громкости, *пф*;

R_i — внутреннее сопротивление источника сигнала, *Мом* (если регулятор громкости установлен после первого каскада, работающего на пентоде, то вместо R_i следует подставить сопротивление анодной нагрузки первой лампы $R_а$).

В транзисторных усилителях низкой частоты сопротивление регулятора громкости $R=R_2$ (см. рис. 11-3) определяется из расчета делителя напряжения в цепи базы транзистора.

В широкополосных усилителях низкой частоты, предназначенных для работы с акустической системой

стереофонического или объемного звучания, применяют регуляторы громкости с тонкомпенсацией, при помощи которой создают неизменный для слуха тембр звучания при различной громкости воспроизведения. Две схемы таких регуляторов громкости показаны на рис. 11-22.

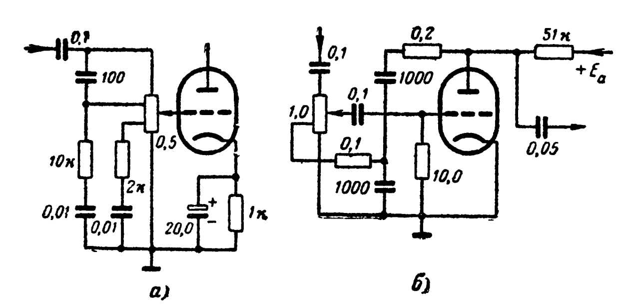


Рис. 11-22. Схемы регулирования громкости с тонкомпенсацией.

а — при помощи *RC* цепочки; *б* — при помощи *RC* цепочки и отрицательной обратной связи.

Регулирование тембра

Изменение частотной характеристики усилителя низкой частоты на границах полосы пропускания называется регулированием тембра. Регуляторы тембра могут быть как плавными, так и ступенчатыми. Последние изменяют не только отдельный участок частотной характеристики усилителя, а всю его характеристику, обеспечивая наилучшее воспроизведение данной конкретной программы. Такие ступенчатые регуляторы тембра получили название тонрегистров. Для регулирования

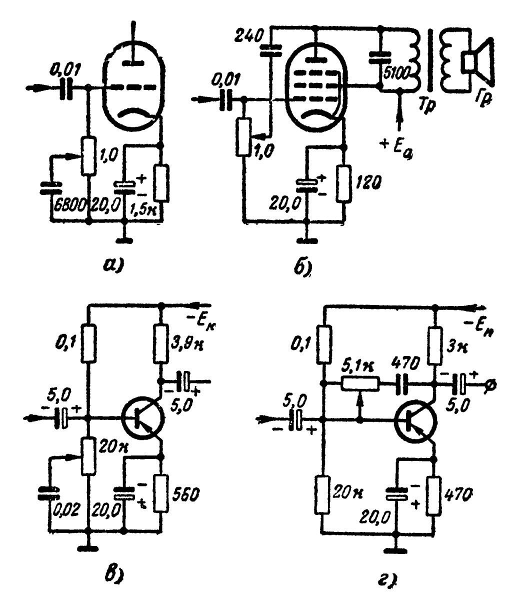


Рис. 11-23. Схемы регулирования тембра в области верхних звуковых частот.

а и *в* — в цепи усиления сигнала; *б* и *г* — при помощи отрицательной обратной связи.

тембра в широких пределах и с подъемом частотной характеристики на границах воспроизводимой полосы частот при любом способе регулирования тембра необходим достаточный запас по усилению в каскадах предварительного усиления напряжения низкой частоты.

Регулирование тембра можно осуществить либо путем введения в схему частотно-зависимых регуляторов усиления, либо изменением величины частотно-зависимой отрицательной обратной связи, либо комбинацией обоих этих способов, когда один из регуляторов тембра установлен в цепи усиления, а другой в цепи отрицательной обратной связи. Для первого способа регулирования тембра характерны переменная крутизна наклона частотной характеристики и неизменная частота перехода, а для второго — переменная частота перехода и неизменная крутизна наклона частотной характеристики.

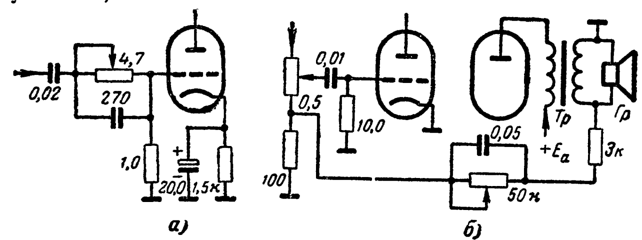


Рис. 11-24. Схемы регулирования тембра в области нижних звуковых частот.

а — в цепи усиления сигнала; *б* — при помощи отрицательной обратной связи.

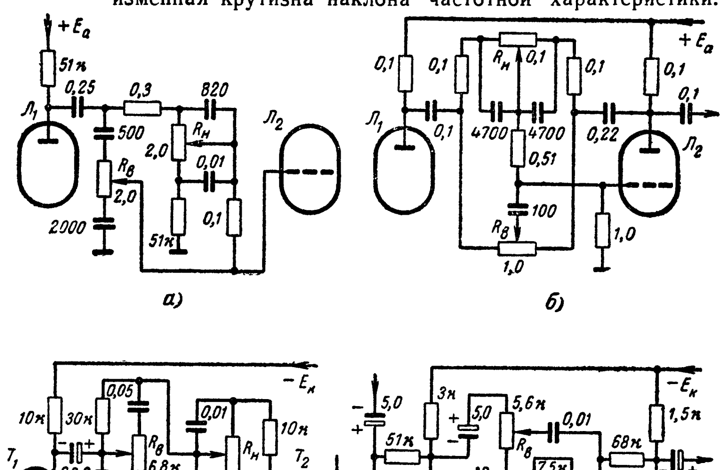


Рис. 11-25. Схемы регулирования тембра, обеспечивающие подъем и снижение частотной характеристики на верхних и нижних звуковых частотах.

а и *в* — в цепи усиления сигнала; *б* и *г* — при помощи отрицательной обратной связи.

Простейшие регуляторы тембра, позволяющие ослаблять усиление на верхних частотах звукового диапазона, приведены на рис. 11-23, а схемы регуляторов тембра, ослабляющих усиление только на нижних частотах, показаны на рис. 11-24. Широкое распространение

получили и более сложные регуляторы тембра, позволяющие как увеличивать, так и ослаблять усиление на нижних и верхних частотах звукового диапазона (рис. 11-25).

Схема одного из простых тонрегистров приведена на рис. 11-26. Каждое из пяти положений тонрегистра («Оркестр», «Речь», «Соло», «Джаз» и «Бас») изменяет

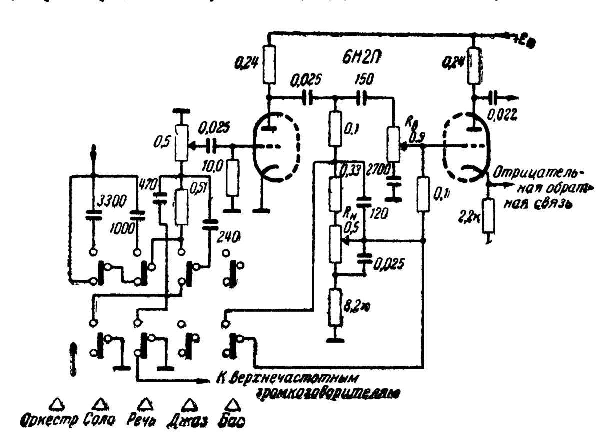


Рис. 11-26. Схема входных каскадов усилителя с плавным регулированием тембра и тонрегистром.

частотную характеристику усилителя так, чтобы получить наилучшее воспроизведение определенной программы. В положении «Речь» резко ослабляются верхние и нижние частоты, в положении «Соло» частотная характеристика усилителя приобретает незначительные подъемы на нижних и верхних частотах, в положении «Джаз» она приобретает уже значительный подъем в области верхних, а в положении «Бас» в области нижних звуковых частот. В положении «Оркестр» усилитель имеет обычную характеристику с некоторым подъемом на границах полосы пропускания.

Конструктивно переключатель тонрегистра выполняют так, чтобы переход в положение «Бас» мог осуществляться как дополнение к любому другому его положению (эта клавиша или кнопка должна иметь самостоятельное включение и выключение).

11-8. КАСКАД С БОЛЬШИМ ВХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Входное сопротивление каскада усиления низкой частоты на транзисторе обычно бывает небольшим (порядка нескольких килоом в схеме с общим эмиттером), что не позволяет подключить непосредственно к усилителю источник сигнала с большим внутренним сопротивлением (например, пьезоэлектрический звукосниматель). Для повышения входного сопротивления транзисторного каскада применяют специальные схемы, некоторые из которых приведены на рис. 11-27.

Наилучшие результаты можно получить, если на входе усилителя (каскада) поместить согласующий трансформатор *Тр* (рис. 11-27, *а*). Такая схема позволяет повысить входное сопротивление каскада до нескольких десятков, а иногда и сотен килоом без проигрыша в усилении.

Входное сопротивление каскада с трансформатором

$$R'_{вх}=R_{вх}n^2,$$

где $n=w_1/w_2$ — коэффициент трансформации;
$R_{вх}$ — входное сопротивление каскада без трансформатора.

Чтобы при введении трансформатора в схему избежать искажений на нижних частотах звукового диапазона, его первичная обмотка w_1 должна иметь индуктивность (в генри) не менее, чем

$$L_{1мин}=\frac{R'_{вх}}{2\pi f_н},$$

где $f_н$ — нижняя граничная частота полосы пропускания, *гц*.

Применяют также способ увеличения входного сопротивления каскада путем введения в схему добавоч-

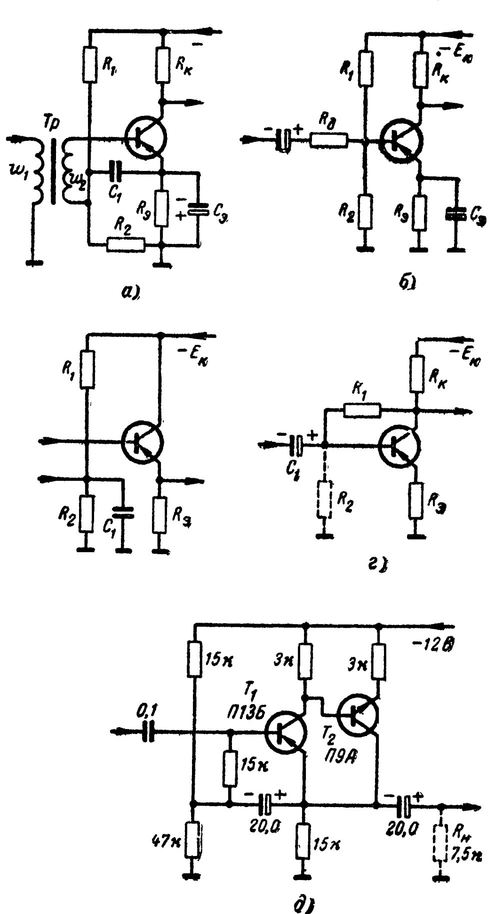


Рис. 11-27. Схемы транзисторных каскадов с большим входным сопротивлением.

ного сопротивления $R_д$, как это показано на рис. 11-27, *б*. В этом случае можно получить любое входное сопротивление каскада, равное добавочному сопротивлению $R_д$, но при этом получается значительный проигрыш в усилении.

Высокое входное сопротивление каскада можно получить и при включении транзистора по схеме с общим коллектором (рис. 11-27, *в*), т. е. по схеме эмиттерного

повторителя. Однако в этом случае нельзя получить достаточного усиления.

Введение в схему каскада отрицательной обратной связи также может увеличить его входное сопротивление. На рис. 11-27, *г* показана схема обычного каскада усиления напряжения низкой частоты, построенная по схеме включения транзистора с общим эмиттером, но без конденсаторов, предотвращающих возникновение отрицательной обратной связи на усиливаемых частотах по цепям стабилизации рабочей точки транзистора. По своим параметрам эта схема аналогична эмиттерному повторителю.

Весьма высокое входное сопротивление каскада (до нескольких мегом) можно получить в схеме, показанной на рис. 11-27, *д*. Здесь первый каскад с транзистором T_1 представляет собой эмиттерный повторитель, в котором цепь смещения выполнена с таким расчетом, чтобы ее влияние на входное сопротивление каскада почти полностью исключалось. Основное усиление сигнала в этой схеме дает транзистор T_2, непосредственно связанный с транзистором T_1. Благодаря такому включению выходное сопротивление устройства оказывается низким и не зависящим от сопротивления входной цепи.

11-9. УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ ПРИЕМНИКОВ С ОБЪЕМНЫМ ЗВУЧАНИЕМ

Эффект объемности звучания достигается специальным расположением громкоговорителей в футляре приемника и подведением к ним различных по частоте напряжений звукового диапазона. В одноканальных усилителях разделение звукового диапазона на каналы (в большинстве случаев на два канала) производится на выходе оконечного каскада, причем возможны два варианта подключения громкоговорителей.

В первом варианте (рис. 11-28) в анодную цепь оконечной лампы включают два выходных трансформатора, каждый из которых нагружен на свою группу громкоговорителей (на схеме для упрощения показан только один громкоговоритель). Громкоговорители, воспроизводящие нижние и средние частоты, подключены к выходному трансформатору $Тр_1$. Первичная обмотка *I* этого трансформатора блокирована конденсатором, благодаря чему верхние звуковые частоты практически не воспроизводятся этой группой громкоговорителей. Громкоговорители, воспроизводящие только верхние частоты звукового диапазона, подключены к другому выходному трансформатору $Тр_2$, соединенному с оконечной лампой через конденсатор. Емкость этого конденсатора выбирают с таким расчетом, чтобы его реактивное сопротивление на принятой граничной частоте (обычно 800—1 500 *гц*) было равно входному сопротивлению трансформатора $Тр_2$.

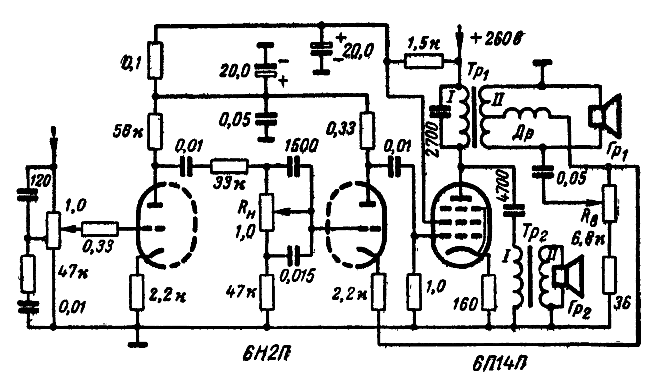


Рис. 11-28. Схема одноканального усилителя низкой частоты для приемников с акустической системой объемного звучания.

Во втором варианте все громкоговорители акустической системы объемного звучания подключают к одному, общему выходному трансформатору, причем громкоговорители, воспроизводящие верхние частоты, надо подключить к вторичной обмотке трансформатора (или к отводу от нее) через конденсатор большой емкости. При таком включении громкоговорителей емкость разделительного конденсатора выбирают с таким расчетом, чтобы его реактивное сопротивление на принятой граничной частоте было равно полному сопротивлению звуковых катушек громкоговорителей верхних частот на этой частоте.

В высококачественных устройствах применяют двухканальные усилители низкой частоты с разделением звуковых частот на входе усилителя или после каскадов предварительного усиления. Такие усилители по сравнению с одноканальным и широкополосным усилителями имеют ряд преимуществ. Во-первых, при двухканальном усилении в каждом канале имеется самостоятельный оконечный каскад, а это при акустической системе объемного звучания позволяет добиться не только наилучшего согласования между оконечным каскадом и акустической системой, но и подобрать наиболее подходящую частотную характеристику канала путем введения частотно-зависимой отрицательной обратной связи. Во-вторых, разделение полосы частот, воспроизводимых усилителем, на каналы и правильный выбор частоты раздела между ними (граничной частоты в пределах 800—1 500 *гц*) резко снижают интермодуляционные искажения, неизбежно возникающие в широкополосных усилителях низкой частоты. В-третьих, наиболее ощутимый эффект объемности звучания может быть достигнут в том случае, когда правильно выбраны мощности, подводимые к отдельным группам громкоговорителей, а это легче всего осуществить именно в двухканальном усилителе. Наконец, в-четвертых, в двухканальном усилителе низкой частоты регулирование тембра может быть осуществлено путем простого изменения усиления соответствующего канала.

На рис. 11-29 приводится одна из простых схем двухканального усилителя низкой частоты, показывающая принцип построения таких усилителей. Следует отметить, что в канале нижних частот предпочтительнее иметь двухтактный оконечный каскад, так как основные мощности в звуковом диапазоне передаются на нижних частотах.

Для стереофонического воспроизведения звука тоже применяют двухканальные усилители низкой частоты, но оба канала таких усилителей должны быть одинаковыми по схеме. Каждый из каналов стереофонического усилителя должен воспроизводить одинаковую полосу частот, иметь одинаковую выходную мощность и объединенные (управляемые одной ручкой) регуляторы громкости и тембра. Одна из простых схем таких усилителей, предназначенная для воспроизведения стереофонических грамзаписей, приведена на рис. 11-30.

В приемниках с объемным звучанием часто применяют схему оконечного каскада с подключенными к аноду выходной лампы двумя выходными трансформаторами. Один из них (для нижнечастотных громкоговорителей) включается непосредственно в анодную цепь

лампы и рассчитывается обычным способом. Второй трансформатор (для верхнечастотных громкоговорителей) подключается к аноду оконечной лампы через разделительный конденсатор. Индуктивность (в генри) первичной обмотки этого трансформатора

$$L_1 = \frac{2\,530}{f^2 C},$$

где f — граничная частота, *гц*;

C — емкость разделительного конденсатора, *мкф*.

В остальном этот трансформатор рассчитывают так же, как и обычный выходной трансформатор.

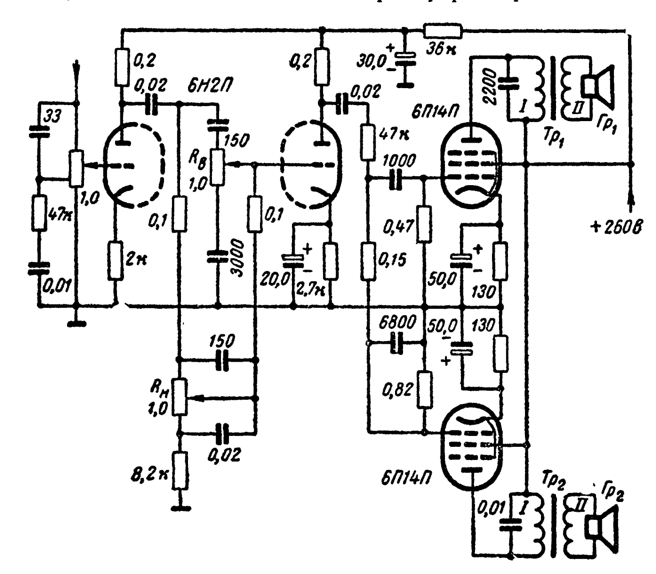


Рис. 11-29 Схема двухканального усилителя низкой частоты для приемников с акустической системой объемного звучания.

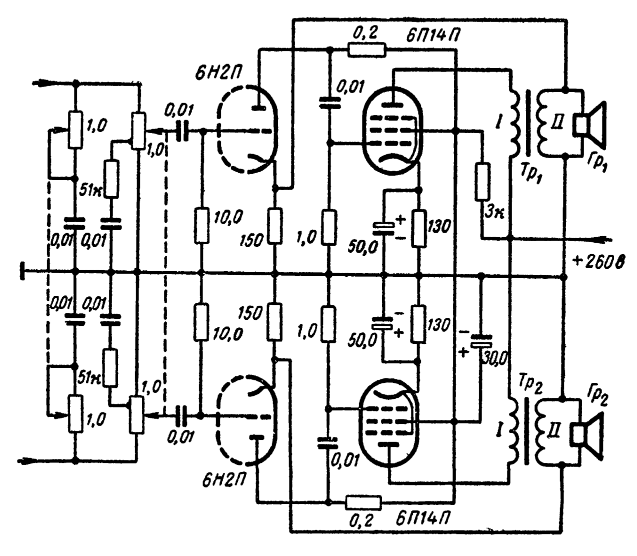


Рис. 11-30. Схема простого усилителя низкой частоты для стереофонического воспроизведения грамзаписей.

11-10. УСИЛИТЕЛИ БЕЗ ВЫХОДНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Выходной трансформатор в усилителе низкой частоты вследствие нелинейности кривой намагничивания сердечника может быть дополнительным источником нелинейных искажений. Кроме того, из-за возможного

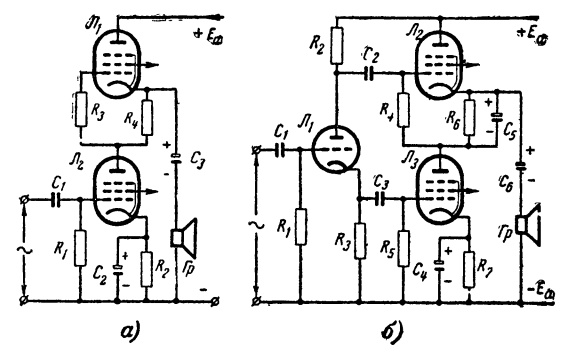


Рис 11-31. Схемы ламповых оконечных каскадов без выходного трансформатора.

а — с подачей напряжения низкой частоты на одну лампу; *б* — с фазоинвертором.

появления значительного сдвига фаз и возникновения при этом самовозбуждения он не позволяет вводить в усилитель глубокую отрицательную обратную связь. Поэтому были разработаны специальные схемы оконечных каскадов без выходного трансформатора.

Одна из таких схем показана на рис. 11-31, *а*. В ней напряжение низкой частоты подводится к управляющей сетке лампы $Л_2$, усиливается последней и выделяется на нагрузочном сопротивлении R_4. Усиленное напряжение через сопротивление R_3 подается на управляющую сетку лампы $Л_1$. Нагрузочное сопротивление R_4 служит также для получения отрицательного напряжения смещения для лампы $Л_1$. Нагрузка каскада (громкоговоритель *Гр*) подключена к катоду лампы $Л_1$ через разделительный конденсатор C_3 большой емкости.

В этой схеме воспроизведение нижних частот ограничивается лишь емкостью переходных конденсаторов, а верхних частот — диапазоном звучания громкоговорителя. Частотная характеристика такого усилителя по звуковому давлению заметно выравнивается в области нижних частот, что объясняется демпфированием громкоговорителя низким внутренним сопротивлением оконечного каскада, благодаря чему резонансный пик громкоговорителя сглаживается.

Недостатком этой сравнительно простой схемы можно считать несколько больший, чем это может быть получено в схемах без выходного трансформатора, коэффициент нелинейных искажений. Объясняется это тем, что напряжение на лампу $Л_1$ подается из анодной цепи лампы $Л_2$, которая сама может вносить до 2—3% искажений, так как здесь не происходит характерной для двухтактной схемы компенсации четных гармоник. Помимо этого, такой оконечный каскад может работать только в режиме А.

Чтобы избавиться от указанного недостатка, нужно верхнюю (по схеме) лампу оконечного каскада питать от специального фазоинверсного каскада. В такой схеме (рис. 11-31, *б*) следует отметить особенность питания экранирующей сетки лампы $Л_2$. Чтобы получить пентод-

ный режим работы этой лампы, ее экранирующая сетка должна быть замкнута по переменному току на катод. При этом гасящее сопротивление, включаемое обычно между положительным полюсом источника анодного питания и экранирующей сеткой лампы, здесь оказывается включенным (опять по переменному току) параллельно нагрузке каскада и на нем бесполезно рассеивается часть выходной мощности. Увеличение же гасящего сопротивления приводит к понижению напря-

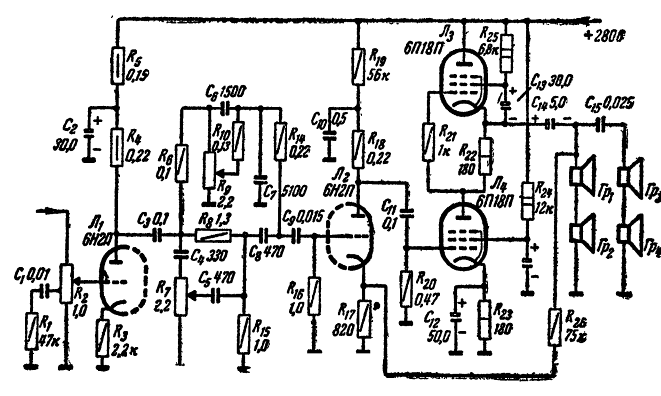


Рис. 11-32. Практическая схема усилителя без выходного трансформатора с подачей напряжения низкой частоты на одну лампу.

жения на экранирующей сетке и, как следствие, к уменьшению отдаваемой каскадом выходной мощности. Поэтому в цепь экранирующей сетки лампы $Л_2$ приходится включать такое гасящее сопротивление, при котором обеспечивались бы достаточно большое напряжение на экранирующей сетке и малые потери выходной мощности.

В оконечном каскаде без выходного трансформатора обе оконечные лампы включены последовательно по постоянному току. Поэтому для питания такого каскада требуется удвоенное напряжение от источника анодного питания или применение специальных оконечных ламп, рассчитанных на работу при низких (100—150 *в*) анодных напряжениях и имеющих малое внутреннее сопротивление. Кроме того, нужны еще высокоомные электродинамические громкоговорители.

Из выпускаемых промышленностью ламп в оконечном каскаде без выходного трансформатора могут быть использованы пентоды типа 6П18П. При напряжении источника анодного питания порядка 300—350 *в* оконечный каскад с этими лампами может отдать в нагрузку мощность 6—8 *вт* при коэффициенте нелинейных искажений около 2—3%. Практические схемы усилителей низкой частоты без выходного трансформатора, построенные на этих лампах, приведены на рис. 11-32 и 11-33.

В схеме на рис. 11-32 каскады предварительного усиления напряжения низкой частоты работают на двойном триоде типа 6Н2П, а оконечный каскад на двух пентодах типа 6П18П. При выходной мощности 2 *вт* коэффициент нелинейных искажений этого усилителя не превышает 1,5%, что достигается введением глубокой (порядка 20 *дб*) отрицательной обратной связи, напряжение которой снимается с нагрузки усилителя и через сопротивление R_{26} вводится в цепь катода лампы $Л_2$. В качестве нагрузки усилителя использованы четыре высокоомных громкоговорителя, два из которых ($Гр_1$ и $Гр_2$) низкочастотные типа 2ГД-6 и два ($Гр_3$ и $Гр_4$) высокочастотные типа 1ГД-17. С такими громкоговорителями можно получить высококачественное воспроизведение различных программ и эффект объемности звучания. Этому же способствует и наличие плавных и разделительных регуляторов тембра нижних (R_9) и верхних (R_7) частот.

В другой более совершенной схеме усилителя с оконечным каскадом без выходного трансформатора, показанной на рис. 11-33, верхняя (по схеме) лампа оконечного каскада питается от фазоинвертора с триодом $Л_2$, собранного по схеме с разделенной нагрузкой. Это позволяет значительно повысить выходную мощность оконечного каскада, а введение глубокой (порядка 30 *дб*) отрицательной обратной связи дает возможность значительно снизить нелинейные искажения. Усилитель с таким оконечным каскадом может отдать в нагрузку до 6 *вт* выходной мощности при коэффициенте нелинейных искажений не более 1%. Нагрузкой оконечного каскада могут быть либо два низкочастотных высокоомных громкоговорителя типа 5ГД-16, либо три высокочастотных высокоомных громкоговорителя типа ВГД-2. В последнем случае емкость разделительного конденсатора C_{10} должна быть уменьшена до 5 *мкф*.

Из особенностей последней схемы следует отметить питание анодной цепи лампы $Л_2$. Дело в том, что напряжение низкой частоты на лампу $Л_3$ не может быть снято со всей анодной нагрузки фазоинвертора, так как тогда оно окажется приложенным не между управляющей сеткой и катодом этой лампы, а между ее управляющей сеткой и анодом. Поэтому низкочастотное напряжение на лампу $Л_3$ снимается с сопротивления R_9, включенного между анодом лампы $Л_2$ и экранирующей сеткой лампы $Л_3$.

Усилители низкой частоты с оконечным каскадом без выходного трансформатора могут быть построены и

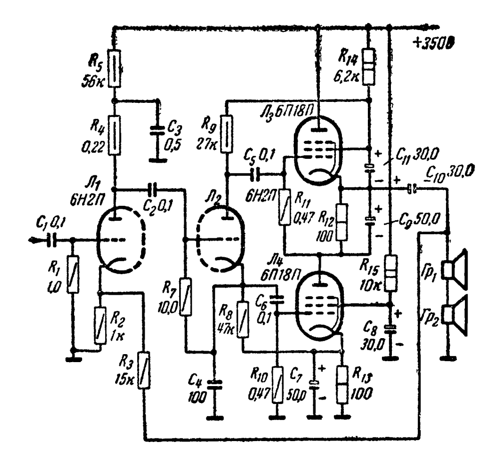


Рис. 11-33. Практическая схема усилителя без выходного трансформатора с фазоинвертором.

на транзисторах. Две такие схемы показаны на рис. 11-34 и 11-35.

В схеме на рис. 11-34 оконечный каскад работает в режиме В с последовательным питанием транзисторов T_2 и T_3. Поворот фазы сигнала на 180° осуществляется переходным трансформатором *Тр*. Оптимальная величина сопротивления нагрузки оконечного каскада в такой

схеме в 4 раза меньше общего сопротивления между коллекторами обоих транзисторов, что позволяет осуществить непосредственное (без выходного трансформатора) включение громкоговорителя. При выходной мощности 100 *мвт* мощность рассеяния каждого из оконечных транзисторов не превышает 25 *мвт* и поэтому они могут работать без теплоотводов.

На базы транзисторов оконечного каскада через делители напряжения R_7R_8 и R_9R_{10} подается небольшое напряжение смещения, благодаря чему искажения при малом уровне сигнала незначительны. Кроме того, поскольку одно из сопротивлений каждого делителя подключено непосредственно к коллектору транзистора, возникает отрицательная обратная связь (порядка 2—3 *дб*), которая также способствует уменьшению нелинейных искажений при слабом сигнале. Чтобы снизить нелинейные искажения при сильном сигнале, усилитель охвачен еще одной отрицательной обратной связью (порядка 8—10 *дб*), напряжение которой снимается с нагрузки усилителя (громкоговорителя) и вводится в эмиттерную цепь транзистора T_1.

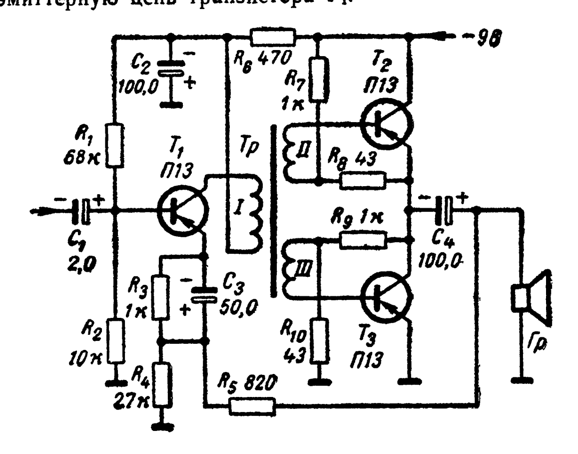


Рис. 11-34. Схема транзисторного усилителя без выходного трансформатора с трансформатором в фазоинверсном каскаде.

Следует отметить, что нормальная работа усилителя по такой схеме и наименьшие нелинейные искажения в нем могут быть получены лишь в том случае, если оба транзистора оконечного каскада будут иметь одинаковые параметры.

Схема усилителя низкой частоты с выходной мощностью порядка 2—3 *вт*, показанная на рис. 11-35, отличается от предыдущей тем, что здесь поворот фазы на 180° осуществляется при помощи транзисторов с различной проводимостью (*р-п-р* и *п-р-п*). Кроме того, в эту схему введена температурная стабилизация режима работы транзисторов оконечного каскада, осуществляемая с помощью плоскостного диода *Д*. Для уменьшения нелинейных искажений усилитель охвачен отрицательной обратной связью (порядка 10—12 *дб*), напряжение которой снимается с нагрузки усилителя

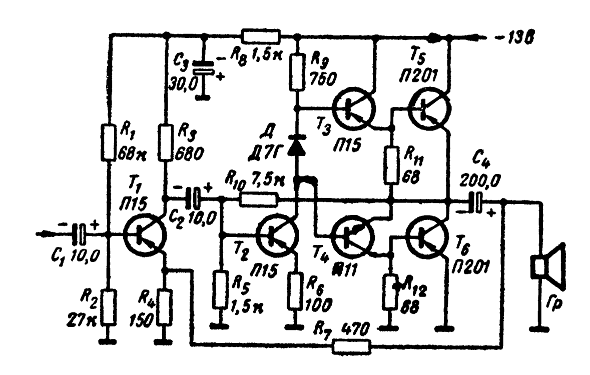


Рис. 11-35. Схема транзисторного усилителя без выходного трансформатора с фазоинверсным каскадом на транзисторах с разной проводимостью.

(громкоговорителя) и через сопротивление R_7 вводится в эмиттерную цепь транзистора T_1.

Нормальная работа оконечного каскада в этой схеме получается в том случае, если произведения коэффициентов усиления по току транзисторов каждого плеча равны между собой, т. е. если $\beta_{т3}\beta_{т5}=\beta_{т4}\beta_{т6}$. Сопротивления R_{11} и R_{12} обеспечивают небольшой ток покоя усилителя, а сопротивлением R_{10} можно изменять симметрию оконечного каскада.

ЛИТЕРАТУРА

Войшвилло Г. В., Усилители низкой частоты на электронных лампах, Связьиздат, 1959.

Цыкин Г. С., Усилители электрических сигналов, Госэнергоиздат, 1961.

Попов П. А., Расчет транзисторных усилителей звуковой частоты, изд-во «Энергия», 1964.

Ганзбург М. Д., Улучшение звучания приемника, Госэнергоиздат, 1961.

Гендин Г. С., Самодельные усилители низкой частоты, изд-во «Энергия», 1964.

Гендин Г. С., Высококачественные любительские усилители низкой частоты, изд-во «Энергия», 1965.

Кюне Ф., Аппаратура высококачественного звучания, изд-во «Энергия», 1965.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

ЭЛЕКТРОАКУСТИКА

Преобразование звуковых колебаний в электрические, и наоборот, составляющее основу электроакустики, широко используется в радиовещании, связи, для записи и воспроизведения звука, в системах озвучивания. Чтобы технически грамотно решать вопросы электроакустики, встречающиеся в радиолюбительской практике, необходимо знать свойства звуковых колебаний, принцип действия и характеристики микрофонов и громкоговорителей, иметь представление о влиянии помещения на качество преобразования и воспроизведения звука. Важно также знать и уметь применить средства, способствующие повышению качества звучания.

12-1. ЗВУК И СЛУХ

Краткие сведения о звуке

Акустические колебания, образуемые возвратно-поступательным движением частиц упругой среды (воздух, вода, металл и т. д.) и вызывающие слуховое ощущение, называются звуковыми, а само ощущение — звуком.

Звуковые колебания (звук) характеризуются следующими физическими свойствами.

Звуковое поле — область пространства (объем), в котором распространяются звуковые колебания, создающие сгущения и разрежения среды (звуковые волны).

Звуковое давление — мгновенные приращения статического (атмосферного) давления, возникающие при наличии звуковых колебаний. Различают максимальное (пиковое) и минимальное звуковые давления, представляющие наибольшее и наименьшее значения мгновенного звукового давления, а также действующее (среднеквадратичное) значение звукового давления за полный период. Согласно новой системе единиц СИ за единицу звукового давления принят ньютон на квадратный метр (1 *н/м²*). Наряду с этой единицей пока еще действует прежняя единица звукового давления системы единиц СГС — дина на квадратный сантиметр (1 *дин/см²*) или 1 *бар*, которые равны 0,1 *н/м²*, т. е. 1 *н/м²* = 10 *дин/см²* = 10 *бар*.

Интенсивность или сила звука — среднее значение мгновенной плотности потока звуковой энергии. Представляет собой поток свободно распространяющейся звуковой энергии, проходящий в единицу времени через единицу площади, перпендикулярной направлению движения волны. Единица интенсивности звука в системе единиц СИ — ватт на квадратный метр (1 *вт/м²*). В системе единиц СГС единица интенсивности — 1 *эрг/сек·см²*, равная 0,001 *вт/м²* или 1 *вт/м²* = $=10^3$ *эрг/сек·см²*.

Скорость звука — в различных средах зависит от их плотности и модуля упругости. В воздухе при температуре 20° С скорость звука равна 344 *м/сек*, в морской воде при температуре 15° С — 1 500 *м/сек*, в стали — 4 990 *м/сек*.

Дифракция — изменение направления распространения звуковой волны, вызванное прохождением ее около какого-либо препятствия.

Рефракция — изменение направления распространения звуковой волны, вызванное различной скоростью звука на разных участках пути (в различных средах или одной среде с участками разной температуры).

Интерференция — взаимодействие звуковых волн одинаковой длины, приводящее к их сложению или вычитанию в зависимости от фазы в месте наложения.

Реверберация — затухающее звучание в закрытом помещении после прекращения действия источника звука вследствие многократных отражений последнего от ограждающих поверхностей и одновременного поглощения. Измеряется временем (в секундах), в течение которого интенсивность звука данной частоты или полосы частот уменьшается на 60 *дб* от его начального уровня (так называемая стандартная реверберация).

Характеристики речевых и музыкальных звуков

Речь и музыка представляют собой сочетание различных по частоте и силе звуков, непрерывно меняющихся в процессе звучания. Звук, произведенный голосом певца или инструментом и воспринимаемый как тон определенной высоты, содержит ряд дополнительных тонов — обертонов (более высоких по частоте и кратных основному тону). Количеством обертонов и их относительной силой определяется тембр звука. Тональность или высоту звука определяет самая низкая частота такого сложного колебания.

Сводные данные о частотном диапазоне звучания фортепиано и основных музыкальных инструментов, входящих в состав симфонического оркестра, а также и речевых звуков, приведены на рис.12-1. На этом рисунке сверху под шкалой частот (в герцах) показана полностью клавиатура фортепиано (рояля), а ниже черными жирными полосами указаны диапазоны основных частот различных музыкальных инструментов и речи. Кроме основных частот, каждый инструмент характеризуется обертонами, частотный диапазон которых показан штриховкой, продолжающейся за границей основных частот (черных полос) каждого инструмента. Заштрихованные клавиши фортепиано также показывают пределы звучания его обертонов.

В музыке применяется набор звуков, имеющих строго определенную частоту и соответствующие частотные интервалы. Наименьший интервал между двумя соседними звуками называется полутоном (на фортепиано это интервал между двумя соседними клавишами). Двенадцать полутонов составляют музыкальную октаву, т. е. интервал частот (полоса), в котором отношение большей крайней частоты к меньшей равно 2.

Основные частоты музыкальных звуков охватывают диапазон примерно от 16 до 4 000 *гц*, но со стороны низших частот этот диапазон практически ограничивается частотой 27 *гц*, соответствующей самому низкому звуку рояля (нижнее ля). Таким образом, частоты

от 30 до 4 000 *гц* можно считать диапазоном основных частот музыкальных инструментов. Однако для сохранения тембровой окраски музыкального произведения и натуральности звучания должны быть воспроизведены и обертоны до частоты 16 *кгц*, т. е. должен воспроизводиться диапазон от 30 *гц* до 16 *кгц*.

Речевые звуки, как это следует из рис. 12-1, имеют более узкий частотный диапазон: женская речь от 200 до 1 300 *гц* по основным частотам и до 8 000 *гц* с обертонами, мужская речь от 70 до 700 *гц* по основным ча-

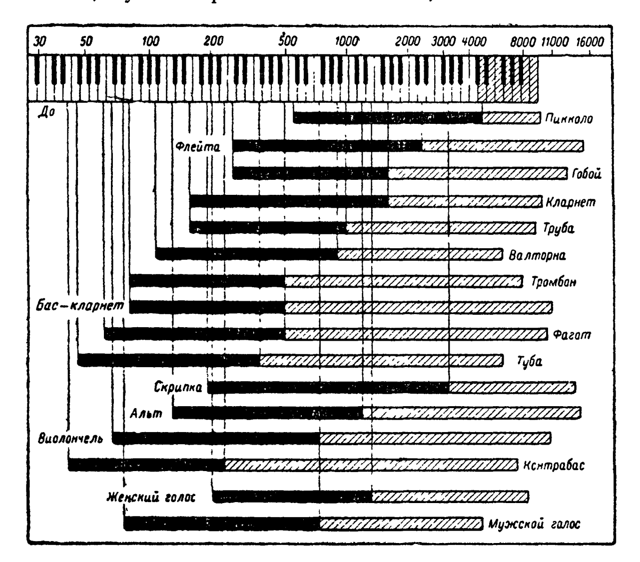


Рис. 12-1. Диапазон частот музыкальных инструментов и речи.

стотам и до 5 000 *гц* с обертонами. Певческие голоса имеют следующие диапазоны звучания основных частот: бас 90—350 *гц*, тенор 130—500 *гц* и сопрано 250—1 200 *гц*.

Помимо частотных свойств, звучание различных инструментов характеризуется динамическим диапазоном (см. ниже), который неодинаков у различных музыкальных инструментов (более мощные инструменты имеют больший диапазон). Также различен и динамический диапазон разных музыкальных произведений из-за того, какими инструментами и в каком количестве создается максимальная и минимальная интенсивности звука (фортиссимо и пианиссимо) в данном произведении. Дикторская речь обладает наименьшим (25—35 *дб*), а симфонический оркестр наибольшим (65—75 *дб*) динамическим диапазоном.

Слуховое восприятие звука

Частотно-амплитудные характеристики слуха. Минимальная интенсивность, ощущаемая ухом в полной тишине, называется порогом слышимости. Последний зависит от частоты, причем область наибольшей чувствительности уха приходится на средние частоты. Значительно меньшей чувствительностью ухо обладает на низших и высших частотах.

Очень большая сила звука вызывает неприятное ощущение в ухе и даже боль. Уровень силы звука, при котором начинается неприятное ощущение, называется порогом болевого ощущения. Этот порог мало зависит от частоты.

На средних частотах ухо способно воспринимать звуковые колебания, отличающиеся по силе более чем в 10^{13} раз. В области же низших частот, например на частоте 50 *гц*, этот диапазон уменьшается до 10^7 раз. То же самое наблюдается на высших частотах. Минимальное звуковое давление, воспринимаемое ухом на пороге слышимости, составляет всего 0,000009 $н/м^2$, а максимальное (при болевом пороге) равно приблизительно 45 $н/м^2$. Отношение максимального уровня звукового давления к минимальному называется динамическим диапазоном и выражается в децибелах.

Субъективное ощущение громкости в зависимости от силы звука подчиняется основному психофизиологическому закону, который устанавливает, что с изменением силы звука субъективное ощущение громкости изменяется приблизительно пропорционально логарифму изменения силы звука. Вот почему ухо может реагировать на звуки, отличающиеся по своей силе в огромное число раз ($25 \cdot 10^{12}$), т. е. обладает очень большим динамическим диапазоном.

Динамический диапазон имеет важное значение в технике, радиовещании, звукозаписи и звуковоспроизведении. Ввиду того, что минимальное значение сигнала (электрическое или акустическое) практически определяется уровнем шума, то задача сохранения натурного динамического диапазона некоторых инструментов или ансамблей потребовала бы чрезмерно высоких уровней сигнала и мощностей. Это трудно осуществимо и экономически нецелесообразно, а поэтому в процессе радиовещания или звукозаписи натурный динамический диапазон подвергается сжатию (компрессии) с тем, чтобы ограничить его до следующих значений: радиовещание и грамзапись 35—40 *дб*, магнитная запись 45—55 *дб*, местное звукоусиление 65 *дб*, вещание по кабелю 50 *дб*. Ограничение динамического диапазона осуществляется специальным звукорежиссером (звукооператором) или автоматическим электронным устройством — компрессором.

Субъективной оценкой силы звука является громкость, характеризующая слуховое ощущение; громкость изменяется приблизительно пропорционально логарифму изменения интенсивности звука. Единица громкости — фон. Однако два звука одинаковой силы (но разной частоты) вследствие неодинаковой чувствительности уха к различным частотам вызывают ощущение различной громкости. Это отчасти объясняет причину изменения тембра передачи при ее прослушивании на разных уровнях громкости. Так, например, если прослушивание ведется при малом уровне, то создается ощущение плохого воспроизведения низших частот.

Бинауральный слух. Нормальный слух обеспечивает очень важное для стереофонического восприятия звуков свойство, называемое бинауральным (двуушным) эффектом. Этот эффект, проявляющийся при слушании двумя ушами, заключается в способности определять направление прихода звука или месторасположение источника звука.

Бинауральный эффект создается главным образом разностью во времени прихода звука к обоим ушам, разностью по фазе сигналов, достигающих ушей, и разностью в силе сигналов, вызываемой экранирующим действием головы. Лучше всего определяется направление прихода звуков с частотами 1 000—3 000 *гц*, для которых ухо обладает максимальной чувствительностью. Точность определения направления прихода звука в горизонтальной плоскости, когда слушатель обращен к источнику звука лицом, составляет 10—12°.

Артикуляция (разборчивость речи). Важной особенностью слуха является зависимость разборчивости

речи от полосы (диапазона) частот, пропускаемой каналом связи или электроакустической аппаратурой. На основании экспериментальных данных установлено, что вполне удовлетворительная разборчивость воспроизведения речи получается при передаче полосы частот приблизительно от 500 до 4 000 *гц*.

12-2. МИКРОФОНЫ

Электроакустический прибор, предназначенный для преобразования звуковых колебаний в электрические с целью последующего усиления для записи, а также передачи их по проводам или по радио, называется микрофоном.

В зависимости от способа преобразования микрофоны в основном разделяются на индукционные (динамические и ленточные), конденсаторные, пьезоэлектрические, электромагнитные и угольные. В радиолюбительской практике наибольшее распространение получили динамические катушечные и электромагнитные микрофоны.

Параметры микрофонов

Основными параметрами микрофона являются осевая чувствительность, диапазон частот и неравномерность частотной характеристики, номинальное сопротивление нагрузки. При эксплуатации микрофона следует, кроме того, учитывать его характеристику направленности и относительный уровень собственных шумов. Что же касается нелинейных искажений, то они для большинства практически применяемых типов микрофонов (кроме угольных) весьма малы.

Чувствительность. Отношение величины напряжения, развиваемого микрофоном на номинальном сопротивлении нагрузки к величине звукового давления, воздействующего на диафрагму микрофона, называется чувствительностью микрофона и измеряется в милливольтах на ньютон на квадратный метр (см. звуковое давление, стр. 167).

Частотная характеристика. Графическое изображение зависимости чувствительности микрофона от частоты в номинальном диапазоне частот называется частотной характеристикой. Неравномерностью частотной характеристики называют отношение максимального значения чувствительности к минимальному (выражается в децибелах). Средняя чувствительность микрофона вычисляется как среднее арифметическое из значений осевой чувствительности на определенных частотах, установленных ГОСТ или ТУ.

Номинальное сопротивление нагрузки. Сопротивление нагрузки, при котором определялись установленные параметры микрофона, называется номинальным. Для максимальной отдачи по мощности номинальное сопротивление нагрузки должно равняться полному внутреннему сопротивлению микрофона (случай согласованной нагрузки).

Характеристика направленности. Зависимость чувствительности микрофона на данной частоте или в полосе частот от угла между акустической (рабочей) осью и направлением на источник звука, изображенная на графике (обычно в полярных координатах), называется характеристикой направленности. Последняя зависит от устройства звукоприемной части микрофона; при этом различают две разновидности: приемники давления и приемники градиента давления или скорости.

Если звуковое поле (по конструктивным особенностям) может воздействовать только на одну сторону подвижной системы (диафрагмы) микрофона, то такой микрофон будет приемником давления. Если же в микрофоне открыты обе стороны подвижной системы, которая в этом случае реагирует на разность звуковых давлений, возникающих по обе стороны диафрагмы, то такой микрофон будет работать как приемник градиента давления или скорости.

Микрофон-приемник давления не обладает резко выраженной направленностью и имеет, особенно в области низших частот, круговую характеристику направленности (рис. 12-2, *а*). С повышением частоты последняя принимает вытянутую форму. Чем меньше габариты микрофона, тем при более высоких частотах начинает вытягиваться его характеристика направленности. Это объясняется явлением дифракции, т. е. способностью звуковых волн огибать корпус микрофона, когда его размеры становятся соизмеримыми с длиной волны.

Микрофоны градиента давления или скорости имеют характеристику направленности в виде восьмерки (рис. 12-2, *б*) и таким образом обладают двусторонней направленностью. Комбинируя электрическую схему двух микрофонов (давления и скорости) при предельно близком расположении их друг к другу, можно добиться значительного изменения характеристики направленности, делая ее однонаправленной в виде кардиоиды

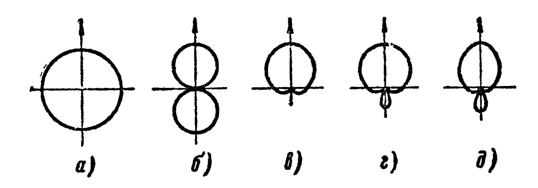


Рис. 12-2. Основные виды характеристик направленности микрофонов.

а — круговая; *б* — восьмерка; *в* — кардиоида; *г* — суперкардиоида; *д* — гиперкардиоида.

(рис. 12-2, *в*), суперкардиоиды (рис. 12-2, *г*) или гиперкардиоиды (рис. 12-2, *д*). Комбинированный микрофон можно осуществить не только электрическим соединением двух различных приемников, но и путем создания специальной механико-акустической системы в единой конструкции (акустически комбинированный приемник).

Эффективность односторонне-направленных микрофонов определяется отношением «фронт/тыл», т. е. отношением среднеарифметических значений фронтальной чувствительности микрофона к такой же тыловой. Если эти среднеарифметические значения выражены в децибелах, то для вычисления (в децибелах) отношения «фронт/тыл» следует взять их разность.

Уровень собственных шумов. Незначительные изменения (флюктуации) давления воздуха вокруг микрофона, возникающие независимо от звуковых колебаний, вместе с тепловым шумом сопротивлений в электрических цепях микрофона создают на его выходе эффективное шумовое напряжение $U_ш$. Уровень этого шума $N_ш$ (в децибелах) обычно определяется относительно эффективного напряжения U_0, развиваемого микрофоном под действием звукового сигнала в 0,1 *н/м²* по формуле

$$N_ш = 20 \lg \frac{U_ш}{U_0}.$$

У большинства микрофонов этот уровень мал (—50 *дб* и меньше), а потому обычно не нормируется. Однако для высококачественных трактов оценивать его необходимо.

Типы микрофонов

Динамические катушечные микрофоны. Такой микрофон состоит из диафрагмы, жестко связанной с катушкой, помещенной в магнитном поле. При движениях диафрагмы, вызванных воздействием звуковых волн, в катушке индуцируется э. д. с. (напряжение). Эти микрофоны получили наиболее широкое распространение. Они имеют удовлетворительные электрические параметры, небольшой вес и малые габариты.

Лучшие типы микрофонов, применяемых для музыкальных, литературно-драматических и других художественных передач и записей, имеют широкий номинальный диапазон частот и сравнительно небольшую неравномерность частотной характеристики. К таким микрофонам относятся старые типы МД-35, МД-38, МДС, МД-45 и новые МД-57 и МД-59.

Их номинальный диапазон частот от 50 *гц* до 10—15 *кгц* при неравномерности порядка 8 *дб* и чувствительности (при номинальном сопротивлении нагрузки) в пределах от 0,65 до 1,25 $мв \cdot н^{-1} \cdot м^2$, причем более широкополосный микрофон имеет меньшую чувствительность.

Пониженные требования к любительской аппаратуре для связи и звукозаписи дают возможность применять наиболее простые и дешевые динамические микрофоны МД-41 и МД-47 (с повышающим трансформатором), имеющие высокую чувствительность (до 15—30 $мв \cdot н^{-1} \cdot м^2$) при условии работы на нагрузку не менее 0,5 *Мом*. Наряду с ними часто применяются (особенно для речевых передач) и другие типы динамических микрофонов (МД-42, МД-45, МД-55), не имеющих выходного трансформатора, вследствие чего их чувствительность не превышает 1,25 $мв \cdot н^{-1} \cdot м^2$ на нагрузке 250 *ом*.

По характеристике направленности все динамические катушечные микрофоны подразделяются на два вида: ненаправленные (с круговой характеристикой) и однонаправленные (с кардиоидной характеристикой). К первому виду относится большинство типов микрофонов, в том числе лучшие из них МД-57 и МД-59. Ко второму виду однонаправленных микрофонов, имеющих специальную механико-акустическую систему, относятся старый тип МД-36 и более современные типы МД-45, МД-44, МД-46. Последние два типа микрофонов предназначены для речевых передач или звукоусиления в помещениях с повышенным уровнем шума или большим временем реверберации (в гулких помещениях), а также для уменьшения акустической обратной связи.

Сочетанием в одной конструкции двух однонаправленных микрофонов можно создать приемник с остронаправленной характеристикой, значительно улучшающей передачу из помещений и мест с очень высоким уровнем шума. Таким приемником, состоящим из двух микрофонов МД-44, является микрофон типа МДО-1, предназначенный для речевых передач. На рис. 12-3 приводятся типовые частотные характеристики широкополосного микрофона МД-59 и речевых микрофонов МДО-1 и МД-44.

Ленточные микрофоны. Разновидностью динамического микрофона является ленточный микрофон, состоящий из легкой металлической гофрированной ленточки, расположенной в магнитном поле. Все ленточные микрофоны имеют согласующий трансформатор, приводящий низкое сопротивление ленточки к номинальному, равному 250 *ом* (в старых типах 600 *ом*). Они отличаются хорошими параметрами и применяются для высококачественных музыкальных передач и записей. Лучшие типы ленточных микрофонов (например, МЛ-16) имеют номинальный диапазон частот от 40—50 *гц* до 15 *кгц* с неравномерностью 10 *дб* и чувствительностью

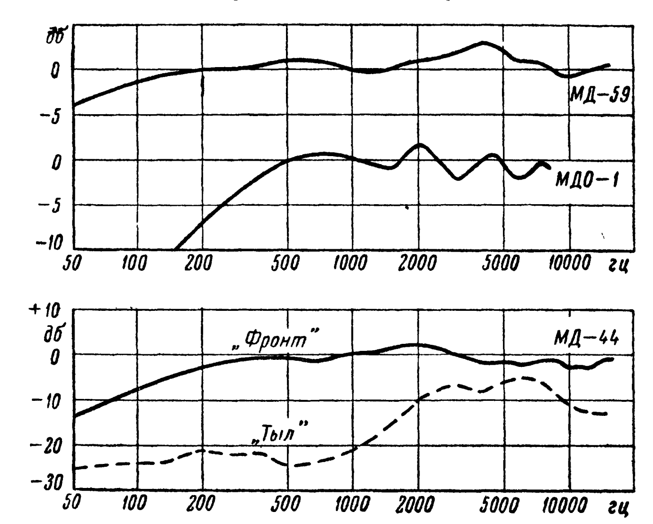


Рис. 12-3. Частотные характеристики микрофонов МД-59, МДО-1 и МД-44 (по «фронту» и «тылу»).

при работе на согласованную нагрузку не менее 0,63 $мв \cdot н^{-1} \cdot м^2$. При понижении верхней частотной границы до 10 *кгц* неравномерность может снижаться до 5 *дб* (с увеличением чувствительности до 0,8—0,9 $мв \cdot н^{-1} \cdot м^2$). Типовые частотные характеристики ленточных микрофонов МЛ-15 и МЛ-17 приведены на рис. 12-4.

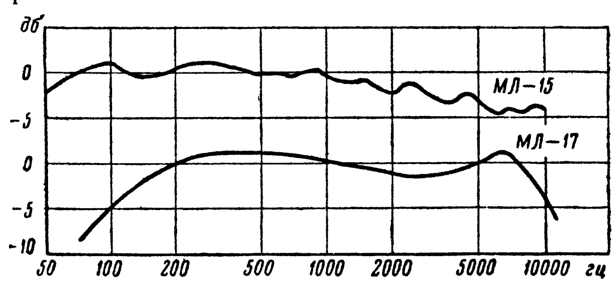


Рис. 12-4. Частотные характеристики микрофонов МЛ-15 и МЛ-17.

Ленточные микрофоны типов МЛ-10Б, МЛ-15 и МЛ-17 имеют открытую с обеих сторон ленточку. Они являются поэтому приемниками градиента давления или скорости и обладают двусторонней направленностью (восьмерка).

Конденсаторные микрофоны. Действие такого микрофона основано на изменении емкости конденсатора, образуемого диафрагмой микрофона и его вторым неподвижным электродом. Изменения емкости при движе-

ниях диафрагмы, вызываемых звуковыми волнами, создадут колебания тока в цепи, в которую включены электроды конденсаторного микрофона. Конденсаторные микрофоны обладают наиболее высокой чувствительностью и широким частотным диапазоном при незначительной неравномерности. Поэтому они применяются в высококачественных системах радиовещания и звукозаписи.

В конструкцию конденсаторного микрофона входит электронный согласующий каскад, для питания которого, а также для подачи на капсюль микрофона поляризующего напряжения (50—100 *в*) необходим специальный источник питания.

Конденсаторные микрофоны могут иметь переключающуюся характеристику направленности. Например, микрофон типа 19А-4 имеет две характеристики направленности: одну круговую и другую, близкую к кардиоиде. Их переключение производится поворотом экранчика, надетого на корпус микрофона (при этом открываются или закрываются отверстия в корпусе). Частотные характеристики микрофона 19А-4 для обоих видов направленности показаны на рис. 12-5, из которого видно, что в полосе частот от 50 *гц* до 12 *кгц* неравномерность не превышает 10 *дб*. Чувствительность такого микрофона при согласованной нагрузке не менее 6,0 $мв \cdot н^{-1} \cdot м^2$.

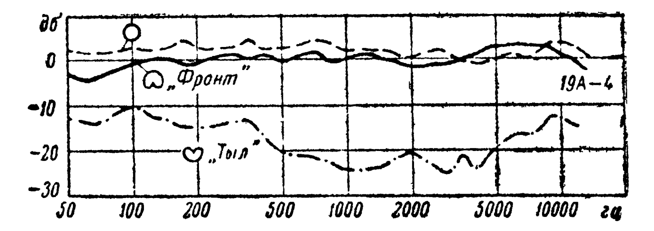


Рис. 12-5. Частотные характеристики микрофона 19А-4 (по «фронту» и «тылу»).

Пьезоэлектрические микрофоны. Принцип действия этих микрофонов основан на использовании пьезоэлектрического эффекта, заключающегося в возникновении электрического заряда при механической деформации некоторых кристаллов и материалов (сегнетовая соль, дегидрофосфат аммония, цирконат, титанат бария и др.). Звуковые волны, воздействуя непосредственно или через диафрагму микрофона на пьезокристалл, возбуждают на последнем электрические заряды.

Пьезоэлектрические микрофоны отличаются простотой конструкции, малыми габаритами и весом, дешевизной и относительно высокой чувствительностью. Они применяются в любительских устройствах и некоторых типах недорогой промышленной аппаратуры.

К недостаткам этих микрофонов следует отнести высокое внутреннее сопротивление, имеющее емкостный характер, значительную неравномерность частотной характеристики, недостаточную эксплуатационную надежность и зависимость параметров от температуры. На рис. 12-6 показаны две примерные частотные характеристики пьезоэлектрических микрофонов от слуховых аппаратов для тугоухих в сравнении с частотной характеристикой динамического микрофона МД-47. Как видно из этого рисунка, пьезоэлектрические микрофоны имеют среднюю чувствительность от 50—60 до 80—100 $мв \cdot н^{-1} \cdot м^2$ с значительным подъемом в области частот 2—4 *кгц* (резонанс диафрагмы), где чувствительность доходит до 200 $мв \cdot н^{-1} \cdot м^2$, а в некоторых экземплярах и еще больше.

Для нормальной работы такие микрофоны должны подключаться на нагрузку не менее 3—5 *Мом* и размещаться в непосредственной близости к микрофонному (входному) каскаду усилителя.

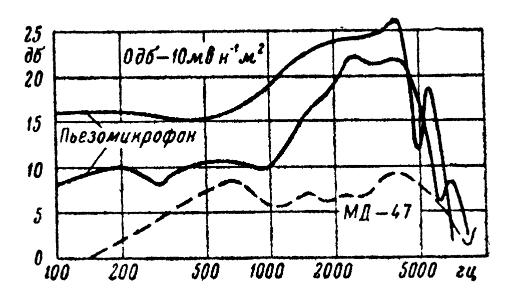


Рис. 12-6. Частотные характеристики динамического микрофона МД-47 и пьезомикрофонов от слуховых аппаратов.

Электромагнитные микрофоны. Принцип действия электромагнитного микрофона состоит в том, что стальной якорь, находящийся в зазоре магнитной системы и жестко связанный с диафрагмой, колеблясь под воздействием звуковых волн, вызывает колебания магнитного поля. При этом в катушке, расположенной в том же поле, возникают электрические колебания.

Для транзисторных слуховых аппаратов выпускается малогабаритный электромагнитный микрофон типа М1 (размеры 24×16×8 *мм*, вес 12 *г*). Его частотная характеристика относительно чувствительности на частоте 1 000 *гц* приведена на рис. 12-7. Абсолютная чувствительность зависит от количества витков обмотки, определяющих также и внутреннее сопротивление микрофона. Стандартное активное сопротивление обмотки 250—300 *ом*; при этом чувствительность на частоте 1 000 *гц* достигает 3—5 $мв \cdot н^{-1} \cdot м^2$.

Широкое распространение получил дифференциальный электромагнитный микрофон типа ДЭМШ-1 (диаметр 19 *мм*, высота 7 *мм*, вес 20 *г*); частотная характеристика этого микрофона приведена на рис. 12-7. Его абсолютная чувствительность при одинаковых электрических параметрах с электромагнитным микрофоном от слухового аппарата ниже на 20—25 *дб*. Активное сопротивление обмотки 70—150 *ом*.

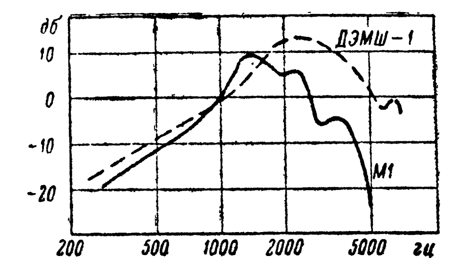


Рис. 12-7. Частотные характеристики электромагнитных микрофонов ДЭМШ-1 и М1.

В отличие от других типов электромагнитных микрофонов, являющихся звукоприемниками давления, ми-

крофон типа ДЭМШ-1 имеет открытую с обеих сторон мембрану, а потому является приемником градиента давления. Чувствительность такого микрофона близка к нулю в случае, если направление прихода звука лежит в плоскости мембраны. Такое свойство при расположении микрофона около рта говорящего так, что ребро микрофона почти вплотную прилегает к углу рта, резко уменьшает воздействие внешних шумов, повышая тем самым эффективность работы в шумных условиях.

К электромагнитным микрофонам относится и унифицированный микротелефонный капсюль типа ДЭМ-4М (диаметр 55 *мм*, высота 30 *мм*, вес 125 *г*), который применяется и как микрофон, и как телефон (такая обратимость свойственна и всем другим типам электромагнитных микрофонов). В микрофонном применении номинальная полоса частот капсюля ДЭМ-4М лежит в пределах 300—3 000 *гц*, среднее значение полного сопротивления в этой полосе не ниже 600 *ом* (активное сопротивление обмотки около 60 *ом*), а средняя чувствительность в той же полосе на нагрузке 0,5 *Мом* не ниже 10 $мв \cdot н^{-1} \cdot м^2$.

Угольные микрофоны. Действие угольного микрофона основано на изменении сопротивления угольного порошка под воздействием звуковых волн, в результате чего в электрической цепи с источником постоянного тока, в которую включен капсюль микрофона, происходят соответствующие изменения тока.

В радиотехнической аппаратуре, особенно в малогабаритной и переносной (УКВ передатчики, репортерские магнитофоны), наиболее эффективно могут применяться угольные капсюли типа МК-10 и МК-59. Эти капсюли могут работать при любом положении, так как их подвижный электрод всегда находится в порошке, сохраняя нужный контакт между электродами. В этом их большое преимущество перед капсюлями старых типов (например, № 5ЦБ и МБ) с хрупкой угольной мембраной и работающими нормально только в вертикальном положении.

По динамическому сопротивлению угольные микрофоны подразделяются на низкоомные (НО), среднеомные (СО) и высокоомные (ВО). Первые имеют динамическое сопротивление около 50 *ом* и работают при токе питания до 80 *ма*, вторые 70—150 *ом* и ток питания не более 50 *ма* и третьи 150—300 *ом* и ток питания не более 25 *ма*.

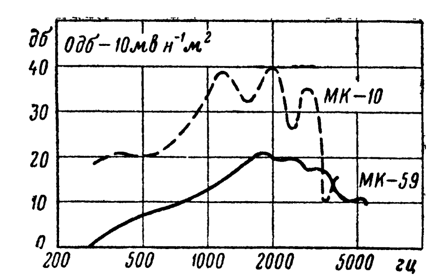


Рис. 12-8. Частотные характеристики угольных микрофонных капсюлей МК-10 и МК-59.

Чувствительность угольных микрофонов особенно велика в области средних частот (от 1 до 3—4 *кгц*), что способствует достижению лучшей разборчивости (артикуляции) речи. Частотные характеристики капсюлей МК-10 и МК-59 показаны на рис. 12-8, из которого видно, что максимальная чувствительность капсюля МК-10 на частоте 2 *кгц* достигает 1 000 $мв \cdot н^{-1} \cdot м^2$ при общей неравномерности в полосе частот 300—3 000 *гц* (номинальная полоса частот для телефонной связи) порядка 22—25 *дб*. Капсюль МК-59 на той же частоте имеет 100—200 $мв \cdot н^{-1} \cdot м^2$ при такой же неравномерности.

12-3. ГРОМКОГОВОРИТЕЛИ

Электроакустический прибор, преобразующий электрические колебания в звуковые с достаточным уровнем громкости, позволяющим без напряжения слушать разнообразные передачи в различных условиях, называется громкоговорителем.

В зависимости от способа преобразования громкоговорители в основном разделяются на электродинамические, электромагнитные, пьезоэлектрические, электростатические (конденсаторные). Принцип действия этих громкоговорителей аналогичен соответствующим видам микрофонов. Все они обладают обратимостью, т. е. могут работать и как приемники звука (микрофоны), и как излучатели (громкоговорители). В современных акустических системах преимущественно применяются электродинамические громкоговорители, обладающие наилучшими качественными и эксплуатационными показателями.

Громкоговорители в зависимости от способа излучения звуковых колебаний подразделяются на рупорные и диффузорные (прямого излучения). Последние излучают звук непосредственно в окружающую воздушную среду, а диафрагмы рупорных громкоговорителей — через рупоры различных форм, которые способствуют правильному согласованию сопротивления среды с сопротивлением подвижной системы, а кроме того, не позволяют звуковым волнам рассеиваться во все стороны. Поэтому рупорные громкоговорители обладают достаточно высоким к. п. д., доходящим до 20—25%. Диффузорные громкоговорители имеют к. п. д. не более 1—3%, но из-за дешевизны, простоты и других свойств получили в массовой бытовой аппаратуре (приемники, телевизоры, магнитофоны и т. п.) наибольшее распространение.

Параметры громкоговорителя

Основными параметрами громкоговорителя являются номинальная мощность, среднее стандартное звуковое давление (чувствительность), диапазон и неравномерность частотной характеристики, допустимые нелинейные (амплитудные) искажения, внутреннее (входное) сопротивление, собственная (резонансная) частота подвижной системы. Знание этих параметров позволяет сравнить между собой отдельные типы громкоговорителей, определить их пригодность для тех или иных целей, а также правильно согласовать их с усилительным устройством и внешним оформлением, в котором они должны работать.

Номинальная мощность. Наибольшая подводимая к громкоговорителю электрическая мощность, при которой нелинейные искажения не превышают норм, предусмотренных в стандарте или технических условиях на громкоговоритель (обычно не более 7—10% на частотах 100—200 *гц*), называется номинальной мощностью и выражается в вольт-амперах (*ва*). Этот параметр обязательно должен указываться в паспорте или другом сопроводительном документе к громкоговорителю.

Среднее стандартное звуковое давление. Для единства измерений и удобства сравнения между собой различных громкоговорителей определяется так называе-

мое стандартное звуковое давление, которое измеряется в ньютонах на квадратный метр ($н/м^2$) на рабочей оси громкоговорителя (приближенно ось симметрии), расположенного в помещении на расстоянии 1 *м* от измерительного микрофона при подведении напряжения, соответствующего мощности 0,1 *ва*, на частоте 1 000 *гц*. Среднее стандартное звуковое давление громкоговорителя определяется как среднеарифметическое из значений стандартного звукового давления, измеренного для ряда частот номинального частотного диапазона.

Частотная характеристика. Графическое изображение зависимости звукового давления от частоты (при постоянном напряжении на громкоговорителе называется частотной характеристикой громкоговорителя. Чем более широкий частотный диапазон охватывается частотной характеристикой и чем она ровнее, тем лучше громкоговоритель.

Неравномерность частотной характеристики определяется в децибелах разностью уровней наибольшего и наименьшего значений величин звукового давления (в *дб*), отложенных по вертикальной оси. Для массовых типов электродинамических громкоговорителей принят допуск 15 *дб*, который для малогабаритных конструкций может быть увеличен до 18 *дб*.

Нелинейные искажения. Этот параметр оценивается величиной коэффициента гармоник. Чем больше значение коэффициента гармоник, тем больше искажен тембр звука. Нелинейные искажения связаны с амплитудой смещения подвижной системы громкоговорителя и зависят в основном от равномерности магнитной индукции вдоль зазора, где расположена звуковая катушка, и линейности подвеса диффузора с центрирующей шайбой. Равномерность распределения магнитной индукции в зазоре зависит от конструкции полюсных наконечников (керна) и фланца магнитной системы, образующих рабочий зазор, а также от симметричного расположения в этом зазоре звуковой катушки.

Амплитуда смещения (при прочих равных условиях) тем больше, чем ниже частота, поэтому нелинейные искажения проявляются больше всего на низших частотах. Нелинейные искажения находятся в полной зависимости от амплитудной характеристики, показывающей зависимость отдачи громкоговорителя от величины приложенной электрической мощности. При линейности этой характеристики на всех частотах в пределах передаваемого динамического диапазона форма звуковых колебаний соответствует форме тех электрических колебаний, которые подводятся к громкоговорителю. В противном случае форма звуковых колебаний искажается и возникают гармоники, комбинационные тона и другие призвуки, искажающие звучание.

Внутреннее сопротивление. Входным или полным внутренним электрическим сопротивлением громкоговорителя называют сопротивление синусоидальному переменному току, измеренное на зажимах громкоговорителя (звуковая катушка) или на входных зажимах всякого рода дополнительных устройств (согласующий трансформатор, разделительные фильтры и т. п.), если они являются неотъемлемой частью конструкции громкоговорителя. Внутреннее сопротивление громкоговорителя комплексное и имеет активную и реактивную (индуктивную для электродинамических громкоговорителей) составляющие. От соотношения численных значений этих составляющих зависит частотная характеристика внутреннего сопротивления громкоговорителя (в расчет обычно принимается полное входное сопротивление на частоте 1 000 *гц*). Первый максимум на этой характеристике чаще всего лежит в области низших частот и указывает собственную резонансную частоту подвижной системы.

Направленность излучения. Зависимость развиваемого громкоговорителем на данной частоте или полосе частот звукового давления, измеренного на определенном расстоянии, но под разными углами к рабочей оси (обычно в пределах 180°), выраженная графически (обычно в полярных координатах), называется характеристикой направленности громкоговорителя. Чем больше диаметр диффузора, тем при данной частоте острее направленность излучения. Однако на низших частотах, когда длина звуковой волны достаточно велика (например, при 100 *гц* она равна примерно 340 *см*), излучение происходит равномерно по всем направлениям, т. е. громкоговоритель при этом не имеет направленности. На средних и высших частотах, когда длина звуковой волны становится соизмеримой с размерами громкоговорителя и даже значительно меньше, характеристика направленности обостряется как в вертикальной, так и в горизонтальной плоскости. При овальном диффузоре характеристики в той или другой плоскости различны и зависят от ориентации осей. Если вертикально расположена большая ось, то характеристика направленности в вертикальной плоскости для одной и той же частоты будет уже, чем в горизонтальной.

Помимо соотношения размеров громкоговорителя с длиной излучаемой звуковой волны, характеристика направленности зависит также от размеров и конструкции внешнего (акустического) оформления, в котором работает громкоговоритель.

Типы громкоговорителей

В современной бытовой радиоаппаратуре как промышленного, так и любительского изготовления используется довольно обширный ассортимент диффузорных электродинамических громкоговорителей. При этом наметилась явная тенденция к специализации этих громкоговорителей в зависимости от их назначения.

Все типы громкоговорителей можно подразделить по назначению на три группы: 1) для малогабаритных переносных приемников, 2) для радиоаппаратуры широкого применения и 3) для высококачественного воспроизведения. Последние две группы не имеют между собой резкой границы, так как, например, в приемниках высшего и первого классов применяются те же типы громкоговорителей, что и в специальных двухполосных и трехполосных акустических системах.

Весь ассортимент громкоговорителей в первую очередь различается по номинальной мощности, а следовательно, по габаритам и весу. Кроме того, в зависимости от формы диффузора громкоговорители подразделяются на круглые и эллиптические (овальные). Последние не имеют каких-либо качественных преимуществ, но они конструктивно более удобны для размещения внутри футляра приемника и особенно телевизора.

Громкоговорители с кольцевым керамическим магнитом (например, 0,5ГД-12) довольно большого диаметра при сравнительно малой высоте также удобны для монтажа их в приемнике или телевизоре. Однако такие громкоговорители имеют значительное магнитное поле рассеяния, приводящее к снижению эффективности магнитной антенны и искажению растра на телевизионной трубке, увеличению уровня шумов в магнитофоне. Для ослабления полей рассеяния магнитную систему экранируют.

Выпускаются громкоговорители (например, 4ГД-2) с керамическим магнитом, помещенным внутри диффузородержателя, что уменьшает внешнее поле рассеяния

в 5—6 раз. Такие громкоговорители с экранированной магнитной системой предназначены для телевизоров, а также приемников и радиол, имеющих внутреннюю вращающуюся магнитную антенну.

Громкоговорители различаются и по номинальному (рабочему) диапазону частот, нижняя граница которого определяется резонансной частотой подвижной системы. Для улучшения воспроизведения высших частот в некоторых громкоговорителях (например, 4ГД-1) делают дополнительный небольшой диффузор (конусок), жестко прикрепленный вершиной к основному диффузору. На высших частотах основной менее жесткий диффузор как бы отключается и излучает только конусок. Однако улучшение воспроизведения высших частот можно получить и с одним основным диффузором такого же диаметра, но с криволинейной образующей. Раньше такие диффузоры применялись только в достаточно мощных громкоговорителях для снижения нелинейных искажений. В более поздних разработках их применяют шире. Например, выпускаемые теперь громкоговорители 4ГД-7 и 2ГД-7 с такими диффузорами предназначены для замены громкоговорителей 4ГД-1 и 2ГД-3, имеющих дополнительный конусок.

Лучшие современные приемники обычно имеют два фронтальных громкоговорителя, резонансная частота которых отличается на 20—30 *гц*. Этим объясняется то, что некоторые однотипные громкоговорители выпускаются в двух вариантах, отличающихся только по частоте основного резонанса. Однако действительное значение резонансной частоты, как правило, заводом не проставляется, а лишь указывается ее номинальное значение, которое практически часто отличается от фактического на величину, превышающую установленный допуск. Поэтому рекомендуется всегда перед установкой определить резонансную частоту каждого громкоговорителя (при наличии сравнительно простой аппаратуры это легко осуществить).

Современные высококачественные акустические агрегаты состоят из двухполосных или трехполосных систем, в которых воспроизведение низших, средних и высших частот звукового спектра подразделяется между разными громкоговорителями или их группами. В аппаратуре для воспроизведения низших частот применяют громкоговорители мощностью 6—10 *ва* с резонансной частотой 40—50 *гц* (например, громкоговоритель типа 10ГД-18). Следует отметить, что экземпляры громкоговорителей с резонансной частотой, близкой к 40 *гц*, редко встречаются в продаже, так как отбираются для комплектации промышленной аппаратуры. Эти громкоговорители хорошо воспроизводят и диапазон средних частот (до 6—7 *кгц*), поэтому достаточно к двум таким громкоговорителям добавить два-три высокочастотных громкоговорителя мощностью 1—3 *ва*, чтобы получить высокое качество звучания. К высокочастотным относятся громкоговорители типов 3ГД-15 (ГДВ-2) и 1ГД-1 РРЗ (в отличие от всех других громкоговорителей они имеют пластмассовый диффузородержатель), а также 1ГД-1 и 1ГД-2 завода ВЭФ.

В отдельных акустических агрегатах, предназначенных для наиболее высококачественного воспроизведения, применяют дополнительные громкоговорители для получения возможно меньшей неравномерности частотной характеристики в области средних частот, где ухо наиболее чувствительно ко всякого рода искажениям. Этому назначению лучше всего удовлетворяют громкоговорители средней мощности (2—4 *ва*), например громкоговоритель типа 4ГД-7.

Технические данные диффузорных электродинамических громкоговорителей можно найти в справочниках или каталогах, где приводятся сведения электроакустических параметров и некоторых конструктивных данных большинства типов. При этом следует знать, что указанные в таблицах номинальный диапазон частот и допустимая неравномерность частотной характеристики достигаются при определенном оформлении громкоговорителя (при помещении его в ящик или футляр приемника, тумбу, акустический экран и т. п.). Объемы (при соотношении сторон 1×1,5×2) стандартных ящиков (с открытой задней стенкой), обеспечивающих соответствующую полосу частот (при неравномерности частотной характеристики не более 15 *дб*), в зависимости от типа громкоговорителя приведены в табл. 12-1, а допустимые значения коэффициента нелинейных искажений для всех типов громкоговорителей на частотах, находящихся в пределах номинального диапазона, в зависимости от подводимой мощности даны в табл. 12-2.

Таблица 12-1

Объемы ящика в зависимости от номинального диапазона частот громкоговорителя

Объемы ящика, *см*³	Номинальный диапазон частот, *гц*	
	Громкоговорители с простыми подвижными системами	Громкоговорители со сложными подвижными системами, а также сдвоенные и строенные
5 000	250—5 000	—
15 000	120—7 000	—
50 000	100—7 000	—
85 000	80—7 000	80—10 000
120 000	70—7 000	70—12 000
500 000	50—8 000	50—15 000

Таблица 12-2

Допустимые значения коэффициента нелинейных искажений диффузорных громкоговорителей

Условия работы громкоговорителя	Частота, *гц*						
	>100	200	400	1 000	2 000	3 000	5 000
	Коэффициент нелинейных искажений, %						
При номинальной мощности	10	7	7	5	5	3	3
При 0,5 номинальной мощности и объеме ящика 0,12 *м*³ и более	7	5	3	3	3	2	2

12-4. АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Выбор мощности звуковоспроизводящей установки

Для того чтобы озвучить помещение, необходимо предварительно определить, какая для этого потребуется электрическая мощность звуковоспроизводящей установки. При этом надо учитывать объем и акустические свойства (реверберацию) помещения, к. п. д. громкоговорителей и действующее значение развиваемого давления.

Подобные расчеты сложны, поэтому лучше воспользоваться графиком на рис. 12-9, по которому можно с

достаточной для практики точностью определить примерные значения электрической мощности P (мощности усилителя) для озвучивания помещений объемом V до 300 $м^3$. График составлен с учетом оптимального времени реверберации и к. п. д громкоговорителей, равному 1% для создания звуковой мощности, соответствующей звучанию оркестра из 18 (прямые *1* и *2*) и из 70 (прямые *3* и *4*) чел.

Прямые *1* и *3* соответствуют минимально необходимой мощности с четырехкратным запасом (для передачи пиковых значений звука), что соответствует удвоенным значениям звукового давления, а прямые *2* и *4* — уровнями звучания в 95,5 и 105,5 *дб*, что соответствует утроенным значениям звукового давления при пиках передачи или девятикратному запасу мощности. Указанные запасы мощности выбраны с расчетом получения необходимого динамического диапазона для воспроизведения звука с допустимыми искажениями.

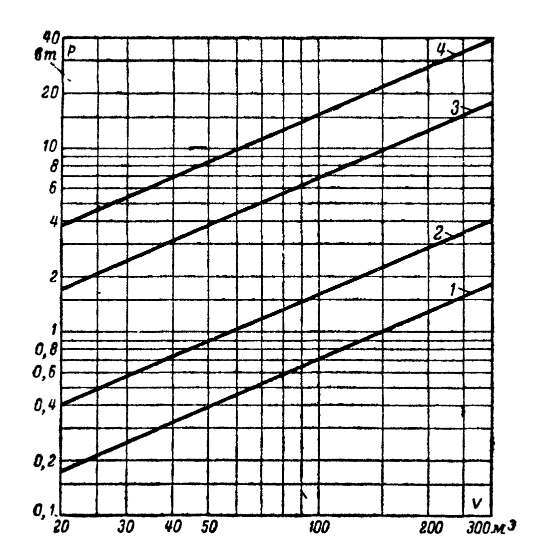


Рис. 12-9. График для расчета мощности P усилителя и громкоговорителей в зависимости от объема V помещения.

Распределенная система громкоговорителей

Выбрав электрическую мощность звуковоспроизводящей установки, можно определить необходимое количество громкоговорителей и их типы. Однако для создания заданного звукового поля источник звука должен не только иметь необходимую мощность, но и быть рассредоточен определенным образом в озвучиваемом помещении.

При рассредоточенном размещении одинаковых громкоговорителей по озвучиваемой площади достигается большая равномерность звукового поля и создается впечатление звучания всего пространства. Громкоговорители в этом случае должны размещаться в виде линейной цепочки, шаг которой равен 0,5—1 высоты подвеса громкоговорителей в закрытом помещении и 5—8 высоты подвеса в открытом пространстве. В последнем случае громкоговорители должны иметь малую направленность излучения в горизонтальной плоскости (этому условию удовлетворяют, например, радиальные громкоговорители 10ГДН-1 и ДГР-25).

Распределенная система позволяет осуществить звукофикацию помещений с плохой акустикой (больших и гулких, а также вытянутой формы помещений). Хорошая равномерность звукового поля ослабляет акустическую обратную связь при звукоусилении.

Включение нескольких громкоговорителей

Необходимость включения нескольких громкоговорителей вызывается не только получением заданной мощности и равномерности звучания, но и получением необходимой полосы частот. Несколько громкоговорителей разной мощности и сопротивления звуковых катушек могут быть присоединены к усилителю либо через отдельные трансформаторы, либо через общий трансформатор, имеющий вторичную обмотку с отводами или несколько вторичных обмоток (рис. 12-10). При этом должно быть соблюдено соответствие входного сопротивления трансформаторов нагрузочному сопротивлению усилителя и распределение мощности усилителя между отдельными громкоговорителями пропорционально их мощности.

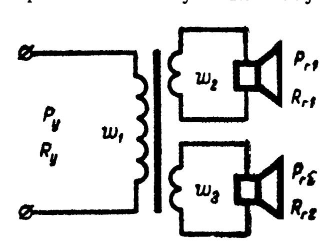


Рис. 12-10. Схема для расчета коэффициента трансформации и сопротивления нагрузки выходного трансформатора.

Это условие обеспечивается правильным выбором коэффициента трансформации каждого трансформатора или каждой обмотки на общем трансформаторе. Его можно определить по формуле

$$n = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \sqrt{\frac{P_у Z_н}{P_г R_г}},$$

где ω_1 и ω_2 — число витков первичной и вторичной обмоток;

$P_у$ — мощность усилителя, *вт*;

$Z_н$ — сопротивление нагрузки усилителя или входное сопротивление трансформатора, *ом*;

$P_г$ — мощность громкоговорителя, *ва*;

$R_г$ — сопротивление звуковой катушки громкоговорителя, *ом*.

Правильность рассчитанных коэффициентов трансформации (для двух громкоговорителей) определяется подсчетом общего сопротивления нагрузки по формуле

$$R = \frac{1}{\frac{1}{n_1^2 R_{г1}} + \frac{1}{n_2^2 R_{г2}}},$$

которое должно быть равно $Z_н$.

Двухполосное разделение частот

Для достаточно высококачественного звуковоспроизведения необходимо, чтобы акустическая система (агрегат) имела номинальный диапазон частот в пределах от 40—50 *гц* до 14—16 *кгц* с неравномерностью, не пре-

вышающей 10—12 *дб*. Воспроизведение такого широкого диапазона частот при заданной неравномерности и достаточной мощности вызывает необходимость разделения его на части (полосы) с тем, чтобы в каждой полосе работал соответствующий громкоговоритель или их группа. Выбор числа полос и рабочего диапазона (ширины) каждой полосы в первую очередь определяется имеющимися типами головок.

Большинство диффузорных громкоговорителей мощностью 6—10 *ва* хорошо работают в диапазоне низших и средних частот, т. е. воспроизводят достаточно широкую полосу. При этом нижняя граница диапазона определяется частотой собственного резонанса подвижной системы, а верхняя — областью, где наблюдается значительное и постоянное снижение отдачи громкоговорителя. Например, громкоговорители 6ГД-1, 8ГД-РР3, 10ГД-18 имеют частоту резонанса 45—50 *гц*, а снижение отдачи в области верхних частот начинается с 5—6 *кгц*. Таким образом, рабочая полоса, в которой эффективно могут работать эти громкоговорители, простирается от 40—50 *гц* до 5 *кгц*. Для воспроизведения области частот выше 5 *кгц* должны применяться дополнительные громкоговорители, специально рассчитанные на воспроизведение полосы частот до 16—20 *кгц* (например, громкоговорители 1ГД-1 РР3, ВГД-2 и др.).

Условное распределение рабочего диапазона частот на две полосы показано на рис. 12-11, где $f_н$ — нижняя граница частоты, $f_в$ — верхняя граница частоты, а $f_р$ — частота разделения, которая выбирается от 4 до 5 *кгц*. Частоту разделения ниже 4 *кгц* выбирать не рекомендуется, потому что в пределах от 2 до 4 *кгц* находится область наибольшей чувствительности слуха, а на частоте разделения всегда вносится некоторое затухание (от 3 *дб* и больше), которое может быть заметно на слух.

Дополнительные громкоговорители, воспроизводящие верхние частоты $f_в$, наиболее просто могут подключаться к выходу усилителя через разделительный конденсатор *C*, назначение которого ограничить уровень низших частот $f_н$, подводимых к этим громкоговорителям, и предохранить их от механических перегрузок (рис. 12-12). Это позволяет подавать на высокочастотные громкоговорители мощность, превышающую в 1,5—2 раза номинальную (при частоте разделения 4—5 *кгц*).

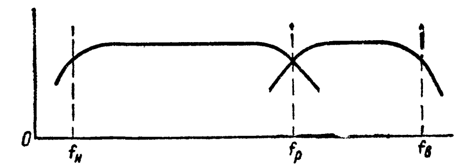


Рис. 12-11. Условное распределение частотной характеристики двухполосной системы.

При одинаковых сопротивлениях низкочастотных и высокочастотных громкоговорителей применяют схему соединения, показанную на рис. 12-12, *а*. Схемы на рис. 12-12, *б* и *в* применяют для громкоговорителей с разными сопротивлениями. Согласование сопротивления достигается либо с помощью отводов в выходном трансформаторе, либо двумя отдельными трансформаторами. Последний способ особенно пригоден для более мощных устройств (15—20 *вт* и выше).

В схемах на рис. 12-12 условно показано по одному громкоговорителю в каждой полосе частот, тогда как в действительности может быть подключено по два и больше громкоговорителей, особенно высокочастотных. Громкоговорители при этом должны быть сфазированы.

Однако не всегда можно осуществить разделение полос только при помощи одного разделительного конденсатора. При совместной работе нескольких громко-

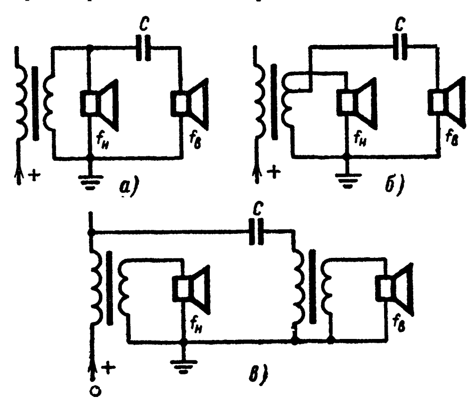


Рис. 12-12. Схемы присоединения громкоговорителя, воспроизводящего верхнюю полосу частот.

говорителей в области средних и высших частот наблюдаются интерференционные явления, которые приводят к значительной неравномерности частотной характеристики. Это особенно заметно на частотах, близких к частоте разделения и более высоких частотах, когда в каждой полосе частот работают по нескольку громкоговорителей. Применение более сложных разделительных фильтров позволяет значительно ослабить интерференционные явления и улучшить работу двухполосной системы.

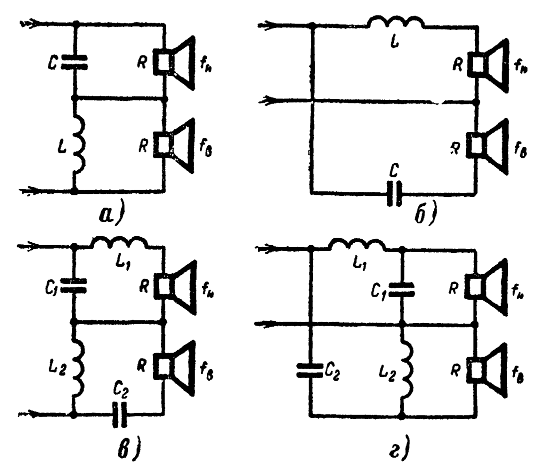


Рис. 12-13. Схема разделительных фильтров.

Основные схемы разделительных фильтров приведены на рис. 12-13. Они различаются способом соединения групп громкоговорителей: последовательно (рис. 12-13, *а* и *в*) или параллельно (рис. 12-13, *б* и *г*). Элементы схем (*L* и *C*) рассчитываются так, чтобы мощ-

ность, подводимая к акустическому агрегату, делилась на частоте разделения f_p поровну между низшей $f_н$ и высшей $f_в$ полосами частот. При этом затухание, вносимое любым фильтром на частоте разделения, составляет 3 *дб*.

Расчетные частотные характеристики этих фильтров приводятся на рис. 12-14. Из них видно, что более сложные фильтры имеют крутизну спада порядка 12 *дб*

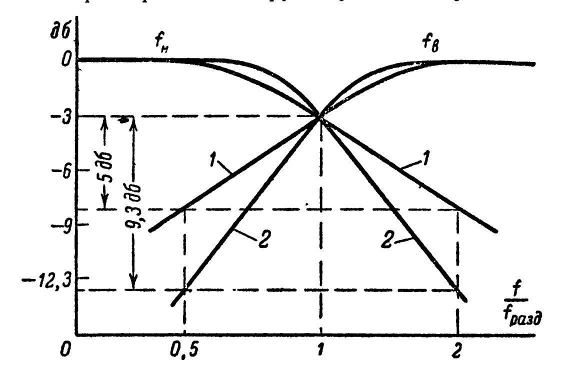


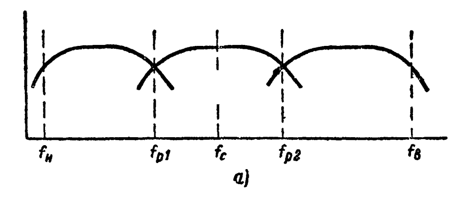
Рис. 12-14. Расчетные частотные характеристики разделительных фильтров.

1 — для простых фильтров (см. рис. 12-13, *а* и *б*); *2* — для более сложных фильтров (см. рис. 12-13, *в* и *г*).

на октаву (практически от 9 до 14). Заметим к тому же, что входное сопротивление этих фильтров не зависит от частоты, а это весьма благоприятно сказывается при согласовании нагрузки с усилителем. Крутизна спада простых фильтров не превышает 6 *дб* на октаву. Однако очень часто, особенно в установках, к которым не предъявляется особо высоких требований, это вполне допустимо.

Трехполосное разделение частот

Более высокие параметры, а следовательно, и лучшее качество звучания могут быть достигнуты в трехполосных системах. На рис. 12-15, *а* показано условное



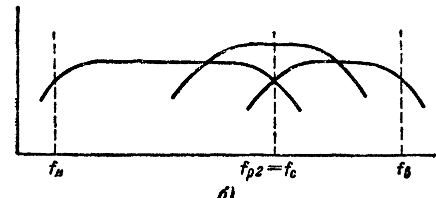


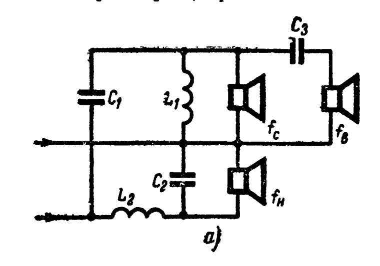
Рис. 12-15. Условное распределение частотных характеристик трехполосных систем.

а — с последовательным разделением полос; *б* — с компенсацией сглаживания отдачи на средних частотах.

распределение рабочего (номинального) диапазона частот на три последовательно расположенные полосы с двумя частотами разделения. Первую частоту разделения f_{p1} рекомендуется выбирать между 500 и 800 *гц* в зависимости от типа громкоговорителя, работающего в самом низкочастотном диапазоне. Вторую частоту разделения f_{p2} устанавливают в области от 4 000 до 5 000 *гц*.

Один из наиболее простых вариантов схемы включения громкоговорителей в трехполосной системе показан на рис. 12-16, *а*. Здесь применяется двухполосный фильтр с первой частотой раздела, а выделение высокочастотной полосы достигается во второй полосе при помощи разделительного конденсатора C_3.

Другой вариант схемы трехполосной системы показан на рис. 12-16, *б*, где к двухполосной системе со второй частотой раздела подключается дополнительный громкоговоритель (или группа) последовательно с простым полосовым фильтром, рассчитанным на работу



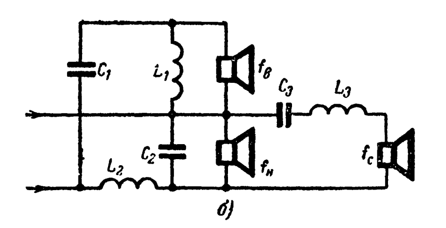


Рис. 12-16. Схема включения громкоговорителей в трехполосной системе (условно показано по одному громкоговорителю в каждой полосе).

в среднечастотной полосе. Условное распределение частотного диапазона такой системы показано на рис. 12-15,*б*.

Выбор и соединение громкоговорителей

Акустическая система любой современной звуковоспроизводящей установки состоит обычно из нескольких громкоговорителей. Она должна соответствовать усилительной части установки, а для этого необходимо, чтобы суммарная номинальная мощность используемых в ней громкоговорителей была не меньше максимально допустимой мощности выходного каскада усилителя низкой частоты. Кроме того, сопротивления звуковых катушек низкочастотных и высокочастотных громкоговорителей должны соответствовать электрическим мощностям, которые распределяются между частотными полосами и должны быть согласованы с выходным сопротивлением усилителя. В трехполосных системах, ко-

нечно, должна учитываться еще и среднечастотная группа громкоговорителей.

Чтобы система правильно воспроизводила заданную полосу частот, необходимо подобрать и сфазировать частотные группы громкоговорителей. Для наиболее эффективной работы системы в области низших частот однотипные громкоговорители надо подбирать так, чтобы частоты основного резонанса их отличались на 20—30 *гц*, причем лучше, если самая низкая частота основного резонанса не будет превышать 40—50 *гц*.

Устанавливать низкочастотные громкоговорители надо рядом на фронтальной панели. При этом значительно повышается эффективность излучения низших частот и отдача возрастает почти в 2 раза. Происходит это потому, что при одновременной синфазной работе и близком взаимном расположении двух громкоговорителей вдвое увеличивается эффективная излучающая поверхность, вызывающая четырехкратное увеличение излучаемой звуковой энергии, тогда как потребляемая от усилителя мощность возрастает лишь немного больше, чем в 2 раза. Увеличение числа громкоговорителей (до четырех—шести) хотя и дает некоторое повышение к. п. д., но значительно усложняет конструкцию и увеличивает габариты акустического агрегата.

Правильный подбор громкоговорителей выравнивает общую частотную характеристику системы. Происходит это потому, что разные экземпляры громкоговорителей (даже одного и того же типа) имеют неодинаковые частотные характеристики. Подъемы (пики) и провалы чувствительности оказываются несколько сдвинутыми по частоте и поэтому взаимно компенсируются.

Такие же рекомендации действительны и для среднечастотной полосы.

Для воспроизведения высших частот в акустической системе желательно иметь до трех-четырех и больше громкоговорителей. Располагать их следует подальше друг от друга и не только на фронтальной, но и на боковых панелях.

Выбор способа включения однотипных громкоговорителей внутри частотных групп определяется их частотными свойствами. Низкочастотные громкоговорители рекомендуется соединять между собой параллельно, так как при этом улучшается электрическое демпфирование подвижной системы. Для высокочастотных громкоговорителей, у которых частота основного резонанса лежит за пределами их рабочей полосы, демпфирование уже не столь существенно. Поэтому звуковые катушки этих громкоговорителей можно соединять последовательно. В этом случае потребуется меньшая разделительная емкость, а, кроме того, при таком соединении обрыв цепи одного из громкоговорителей легко можно заметить на слух, так как при этом выключаются все громкоговорители.

12-5. РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Емкость (в микрофарадах) разделительного конденсатора C (см. схему на рис. 12-12) можно рассчитать по следующей упрощенной формуле:

$$C = \frac{10^6}{2\pi f_р R \sqrt{M_н^2 - 1}},$$

где $f_р$ — частота разделения, *гц*;

R — полное сопротивление высокочастотных громкоговорителей, *ом*;

$M_н$ — коэффициент, показывающий уменьшение амплитуды сигнала на частоте разделения (практически значения $M_н$ следует брать в пределах 1,4—1,6, которые соответствуют снижению уровня на 3—4 *дб*).

При расчете нужно учитывать рост полного сопротивления звуковых катушек громкоговорителей с частотой, начиная уже с частоты 1—2 *кгц*. Поэтому указываемое в справочных таблицах полное сопротивление соответствующего типа громкоговорителя, относящееся обычно к частоте 1 *кгц*, следует увеличить на 15—25%, если частота разделения выбрана в пределах 4—5 *кгц*. Эти соображения относятся и ко всем последующим расчетам. Нужную разделительную емкость для частоты разделения 4 или 5 *кгц*, если сопротивление громкоговорителей находится в пределах 2—16 *ом*, можно определить и по графику на рис. 12-17.

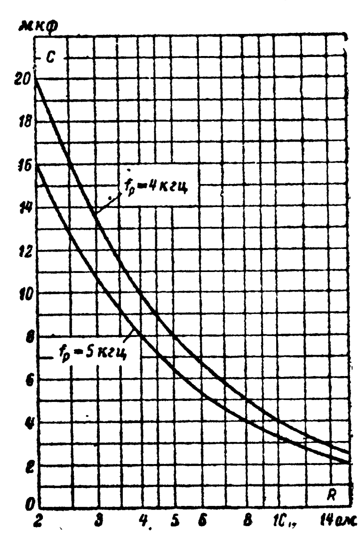


Рис. 12-17. График для расчета емкости разделительного конденсатора в схемах фильтров на рис. 12-12 и 12-13, *а* и *б*.

Емкость конденсаторов и индуктивность дросселей разделительных фильтров, схемы которых приведены на рис. 12-13, *а* и *б*, также зависят от сопротивления R (в омах) звуковых катушек громкоговорителей и выбранной частоты разделения $f_р$ (в герцах). При равенстве сопротивлений звуковых катушек низкочастотного и высокочастотного громкоговорителей емкость C (в микрофарадах) конденсаторов и индуктивность L (в миллигенри) дросселей, рассчитывают по формулам:

$$L \approx \frac{160R}{f_р}; \quad C \approx \frac{160\,000}{f_р R}$$

или определяют по графикам на рис. 12-17 и 12-18.

Для схемы на рис. 12-13, *в* индуктивность $L_1 = L_2 = 0{,}7\,L$ и емкость $C_1 = C_2 = 1{,}4C$, а для схемы на рис. 12-13, *г* — индуктивность $L_1 = L_2 = 1{,}4L$ и емкость $C_1 = C_2 = 0{,}7C$.

Если сопротивления звуковых катушек громкоговорителей различны, то их следует уравнять при помощи согласующего трансформатора или подключить громкоговорители к разным отводам выходного трансформатора, как это показано на рис. 12-19 (для случая, когда $R_н$ меньше чем $R_в$). При этом детали разделительных фильтров рассчитывают уже как для случая фильтра низших и высших частот:

$$L_1 \approx \frac{320R_н}{f_р}; \; C_1 \approx \frac{320\,000}{f_р R_н}; \; L_2 \approx \frac{80R_в}{f_р};$$

$$C_2 \approx \frac{80\,000}{f_р R_в}.$$

Конденсаторы во всех приведенных схемах разделения и фильтрах должны быть с бумажной изоляцией. Их номинальное рабочее напряжение может быть выбрано минимальным.

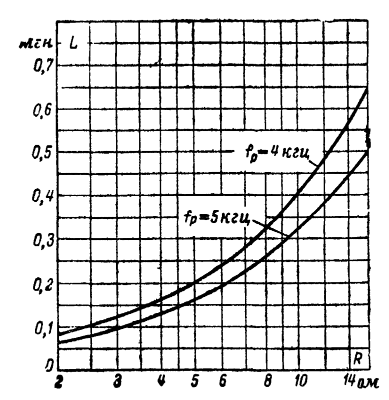


Рис. 12-18. График для расчета индуктивности дросселя в схемах разделительных фильтров на рис. 12-13, *а* и *б*.

Дроссели для тех же схем должны быть без сердечников из трансформаторной стали. Лучше всего применять для этого многослойные катушки. Намотку дросселей, включаемых последовательно в цепь с громкоговорителями, следует выполнять достаточно толстым

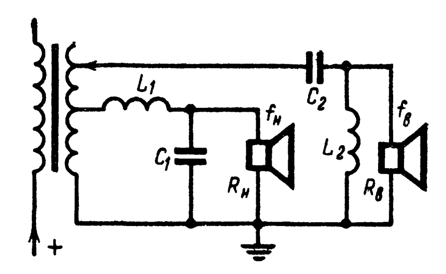


Рис. 12-19. Схема включения громкоговорителей с разными сопротивлениями звуковых катушек через фильтры нижних и верхних частот.

проводом, чтобы активное сопротивление обмотки было в 10—20 раз меньше активного сопротивления всех звуковых катушек громкоговорителей, работающих в данной полосе частот.

12-6. АКУСТИЧЕСКОЕ ОФОРМЛЕНИЕ ГРОМКОГОВОРИТЕЛЕЙ

При работе громкоговорителя в окружающем пространстве создаются звуковые волны от передней и задней сторон диффузора. Вследствие того, что одна волна создается сжатием, а другая разрежением воздуха, эти волны различаются по фазе на 180°, что соответствует разности хода в половину длины излучаемой волны. Если в точку пространства, где производится прослушивание звука, одновременно придут обе волны (от передней и от задней сторон диффузора), то, накладываясь одна на другую, они будут взаимно уничтожаться и звук будет резко ослаблен. При этом, вместо того чтобы возбуждать распространяющиеся звуковые волны, диффузор будет лишь перегонять воздух.

Такое явление, называемое акустическим коротким замыканием, проявляется только в области самых низких звуковых частот (приблизительно до 300 *гц*), при которых размеры диффузора малы по сравнению с длинами этих волн. Для более высоких звуковых частот воздействие волны от задней стороны диффузора ослабляется самим диффузором, так как звуковая волна от задней стороны диффузора приходит в точку приема с дополнительным сдвигом фазы, который определяется отношением разности длины путей от передней и задней сторон диффузора к длине волны. Если общий сдвиг фазы волны от задней стороны диффузора в точке приема звука равен целому числу длин волн (λ, 2λ, 3λ и т. д.), то эта волна складывается с волной от передней стороны диффузора и звук усиливается, если же сдвиг фазы равен нечетному числу полуволн (0,5λ, 1,5λ, 2,5λ и т. д.), то волны вычитаются и звук ослабляется.

Вычитание и сложение звуковых волн различных частот в точке их приема создают максимумы и минимумы (подъемы и провалы) звукового давления. При таком взаимодействии (интерференции) звуковых волн от передней и задней сторон диффузора наибольшая неравномерность частотной характеристики звукового давления наблюдается вдоль оси диффузора при осевой симметрии громкоговорителя, так как в этом случае сдвиг фазы звуковой волны из-за огибания одинаков вокруг всего диффузора (громкоговорителя). В стороне от оси громкоговорителя из-за различия в длине пути для волн от различных частей диффузора до точки прослушивания сдвиг фазы волны от обратной стороны диффузора также оказывается различным для волн от разных частей диффузора. В результате этого подъемы и провалы в частотной характеристике звукового давления, развиваемого громкоговорителем, сбоку от его оси сглаживаются и характеристика получается более ровной.

Чтобы устранить нежелательное явление интерференции волн нижних частот от передней и задней сторон диффузора, применяют различные виды акустического оформления громкоговорителей: акустические экраны (щиты), открытые или закрытые ящики, фазоинверторы, акустические лабиринты, направляющие рупоры.

Акустический экран

Наиболее простым видом акустического оформления громкоговорителя является акустический экран, представляющий собой чаще всего деревянный щит прямоугольной формы. Размеры его для воспроизведения низших частот должны соответствовать половине длины волны самой низкой частоты, что в большинстве случаев практически неосуществимо. Например, для воспроизведения без ослабления звука частотой 50 *гц*, длина волны которого равна 680 *см*, необходимо, чтобы сторона экрана приблизительно равнялась 340 *см*. Однако вполне удовлетворительные результаты, особенно если в усилителе имеется подъем низших частот, могут быть получены с экраном меньших размеров (рис. 12-20), сторона *d* которого приблизительно равна четверти длины волны нижней воспроизводимой частоты (основная резонансная частота громкоговорителя). При этом нежелательна симметричность экрана относительно оси диффузора, так как в частотной характеристике громкоговорителя может появиться в зоне низших

и средних частот глубокий провал в результате акустического короткого замыкания. Значительное улучшение частотной характеристики достигается или несимметричным экраном, или асимметричным расположением громкоговорителя в экране правильной формы.

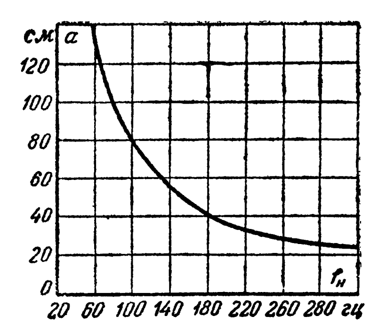


Рис. 12-20. График для определения размеров акустического экрана и открытого ящика.

Небольшой щит с громкоговорителем целесообразно помещать в углу комнаты. Это улучшает воспроизведение низших частот, так как стены угла служат продолжением экрана, увеличивая его действующие размеры. Щит, предназначенный для этого, следует подвесить в верхнем углу комнаты, придав ему форму треугольника или трапеции. Между верхней кромкой щита и потолком необходимо оставить широкую щель, а пространство позади громкоговорителя рекомендуется заполнить звукопоглощающим материалом.

Экраны небольшого размера, на которых установлены среднечастотные и высокочастотные громкоговорители, могут с успехом применяться в стереофоническом звуковоспроизведении при условии закрытия обратных сторон диффузора кожухом (можно картонным), заполненным внутри звукопоглощающим материалом.

Акустические ящики

Приемники, телевизоры, радиолы и т. д., в которых установлены громкоговорители, представляют собой по существу открытый (без задней стенки) акустический ящик. Такой ящик эквивалентен плоскому акустическому экрану со стороной $d=2a+b$ (рис. 12-21) и рассчитывается по графику рис. 12-20. Во избежание резонансных явлений глубина ящика b не должна быть больше 0,125 длины волны низшей воспроизводимой частоты.

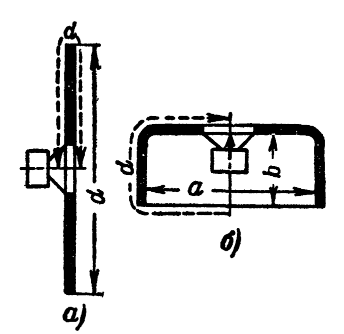


Рис. 12-21. Размещение громкоговорителя.

а — на экране с расчетным размером *d*; *б* — в открытом ящике с эквивалентным размером $d=a+2b$.

При выборе громкоговорителя для использования его в открытом ящике или в акустическом экране следует иметь в виду, что звуковая мощность на частотах ниже основной резонансной частоты громкоговорителя резко падает (18 *дб* на октаву). Выше же этой частоты вплоть до средних частот звуковая мощность растет, но более медленно (6 *дб* на октаву). Поэтому при недостаточных размерах открытого ящика или экрана для повышения отдачи на самых низких частотах лучше применять громкоговоритель с более низкой частотой основного резонанса.

Наряду с открытыми ящиками применяют (но реже) и ящики с закрытой стенкой, отличающиеся по своему влиянию на частотную характеристику излучения громкоговорителя от акустического экрана. Упругость находящегося в ящике объема воздуха, особенно если этот объем не слишком велик (меньше 2—3 $м^3$), складывается с упругостью подвижной системы громкоговорителя и повышает его основную резонансную частоту, что ухудшает отдачу на низших частотах. Кроме того, замкнутый объем воздуха вызывает дополнительные резонансные явления на более высоких частотах, уменьшающие равномерность частотной характеристики громкоговорителя. Для устранения дополнительных резонансов, создаваемых воздушным объемом ящика и отражениями от его поверхностей, применяют покрытие внутренних поверхностей ящика или заполнение его объема звукопоглощающим материалом.

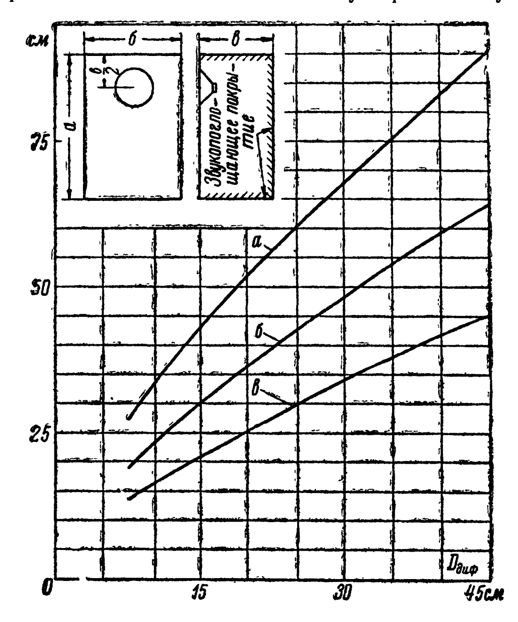


Рис. 12-22. Кривые для расчета размеров закрытого ящика в зависимости от диаметра диффузора.

а — высота; *б* — ширина; *в* — глубина ящика.

Правильно выбрав размеры закрытого ящика и применив звукопоглощающее покрытие на его внутренних поверхностях, можно получить вполне удовлетворительные результаты. Размеры такого ящика следует выбирать в зависимости от диаметра диффузора $D_{диф}$ (в сантиметрах) так, чтобы объем ящика (в кубических сантиметрах) равнялся $125D_{диф}^2$. По кривым на рис. 12-22 можно быстро определить размеры (высоту, ширину и глубину) ящика, объем которого соответствует приведенной зависимости. Если в ящик устанавливают два громкоговорителя, то расчет размеров ящика производят по эквивалентному диаметру диффузора $D_э=\sqrt{D_1^2+D_2^2}$, где D_1 и D_2 — диаметры диффузоров первого и второго громкоговорителей. При одинаковых диаметрах диффузоров громкоговорителей $D_э=1{,}4D_1$.

Некоторое влияние на частотную характеристику громкоговорителя оказывает внешняя конфигурация

ящика вследствие эффекта дифракции. Чем более плавную форму (более тупые углы) имеет поверхность, прилегающая к громкоговорителю, тем слабее эффект дифракции и тем ровнее частотная характеристика громкоговорителя. Очевидно, наилучшей формой поверхности является сфера.

Установка громкоговорителя в закрытом ящике, заполненном звукопоглощающим материалом, позволяет осуществить один из самых эффективных методов акустического демпфирования. Сущность этого метода состоит в том, что через колеблющийся воздух активное сопротивление звукопоглощающего материала вводится во все звенья акустической системы громкоговорителя и тем самым устраняет нежелательные резонансы в ней (сглаживает характеристики).

При акустическом демпфировании громкоговоритель устанавливают в закрытом ящике, заполненном хлопчатобумажной, минеральной или стеклянной ватой. Ею заполняют весь объем ящика вплоть до громкоговорителя, причем для предупреждения касания ватой диффузора громкоговоритель обтягивают двумя-тремя слоями марли или другой легкой материи. Плотность заполнения ватой зависит от ее пористости и особенностей ящика и громкоговорителя.

Такой сравнительно простой способ акустического демпфирования одинаково хорошо действует от самых низких звуковых частот до частоты 4—5 *кгц*. На более высоких звуковых частотах этот метод демпфирования малоэффективен вследствие изменения характера излучения звука диффузором и ослабления акустической связи между громкоговорителем и поглотителем.

Акустическое демпфирование значительно ослабляет воспроизведение низших частот. Поэтому для компенсации завала частотной характеристики приходится применять усилитель, значительно поднимающий эту область частот (примерно в 9—16 раз больше по мощности, чем при недемпфированном громкоговорителе).

Фазоинвертор

Фазоинвертор представляет собой закрытый ящик, имеющий отверстие обычно вблизи громкоговорителя (на одной стороне с ним), приблизительно равное площади диффузора. Это отверстие служит для использования излучения, создаваемого обратной стороной диффузора громкоговорителя, и увеличивает отдачу на самых низких частотах. Происходит это потому, что диффузор громкоговорителя связан через упругость воздушного объема ящика с массой воздуха в отверстии, которая ведет себя подобно диффузору и служит как бы дополнительным излучателем звука (вторым диффузором). Отдача увеличивается преимущественно на резонансной частоте объема фазоинвертора, которая выбирается равной (или несколько ниже) основной резонансной частоты громкоговорителя.

Правильно сделанный фазоинвертор не только улучшает частотную характеристику звуковоспроизведения в области низших частот, но и способствует уменьшению нелинейных искажений вблизи частоты основного резонанса громкоговорителя и частот ниже его. В области резонанса громкоговорителя вследствие значительного возрастания амплитуды движения звуковой катушки и диффузора начинает сказываться нелинейность их крепления (центрирующая шайба, краевой гофр) и поэтому возрастают нелинейные искажения. Вследствие значительного акустического сопротивления фазоинвертора при резонансе амплитуда движений диффузора уменьшается и звуковое давление создается главным образом выходным отверстием фазоинвертора. Так как при этом не происходит нелинейных эффектов (нарушения пропорциональности между перемещением диффузора и возбуждающей силой), звук получается неискаженным. Выше резонансной частоты фазоинвертора воздействие его на громкоговоритель уменьшается, но зато сопротивление излучения громкоговорителя увеличивается и таким образом искажения повышаются очень мало.

Как показали эксперименты, некоторое влияние на резонансную частоту фазоинвертора оказывает конфигурация его отверстия, т. е. отношение его сторон. Резонансная частота фазоинвертора при соотношении сторон отверстия от 1 до 16 изменяется на 6—12%. Конфигурация ящика фазоинвертора при отношении его сторон до 1 : 3 не влияет существенно на частоту резонанса.

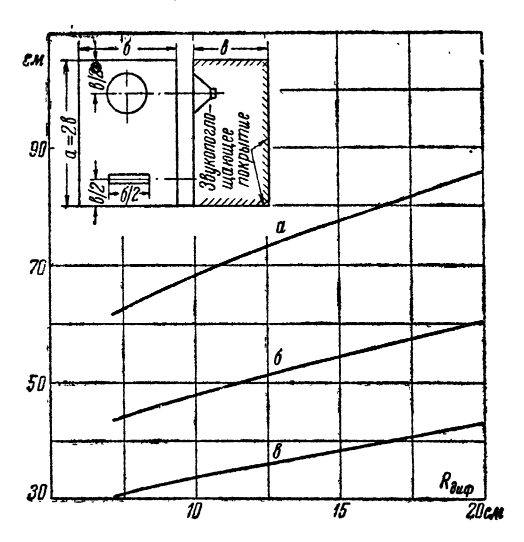


Рис. 12-23. Кривые для расчета размеров ящика фазоинвертора в зависимости от радиуса диффузора.

а — высота; *б* — ширина; *в* — глубина ящика.

Если внутренняя поверхность фазоинвертора не покрыта звукопоглощающим материалом, то внутри его на средних частотах может возникнуть интерференция звуковых волн, несколько ухудшающая равномерность частотной характеристики громкоговорителя. Поэтому внутреннюю поверхность фазоинвертора хотя бы частично покрывают звукопоглощающим материалом.

Размеры ящика фазоинвертора выбирают, исходя из действующей площади диффузора громкоговорителя, приблизительно равной $0,63\,D^2_{диф}$. Площадь отверстия фазоинвертора должна быть приблизительно равна действующей площади диффузора. При этом объем ящика фазоинвертора V (в кубических сантиметрах) связан с радиусом диффузора громкоговорителя $R_{диф}$ (в сантиметрах) соотношением $V = 12\,800\,R_{диф}$. Наивыгоднейшие размеры ящика, объем которого соответствует приведенному соотношению, могут быть определены по кривым на рис. 12-23.

Ящик фазоинвертора может быть и не прямоугольной формы. Иногда может оказаться более удобным поместить фазоинвертор в углу помещения; тогда ему придается форма трехгранной призмы (рис. 12-24). В

этом случае площадь отверстия фазоинвертора также должна быть равна действующей площади диффузора, сторону a (в сантиметрах) рассчитывают по формуле $a = 23{,}5\sqrt[3]{R_{\text{диф}}}$.

В фазоинверторе могут быть дополнительно установлены высокочастотные громкоговорители (таким образом он обратится в двухполосный звукоизлучатель). Если они не рупорные, а диффузорные, то их следует изолировать от внутреннего объема ящика жестким

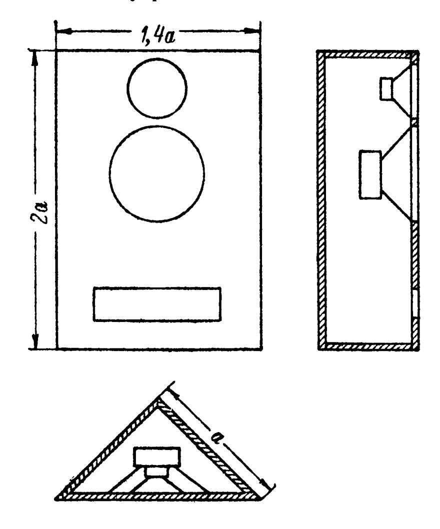


Рис. 12-24. Конструкция и размеры призмовидного фазоинвертора.

колпаком (кожухом), чтобы устранить возможность воздействия на них основного громкоговорителя в области низших частот. При этом должно учитываться уменьшение объема ящика.

Рупор

Для согласования относительно высокого полного акустического сопротивления громкоговорителя с до-

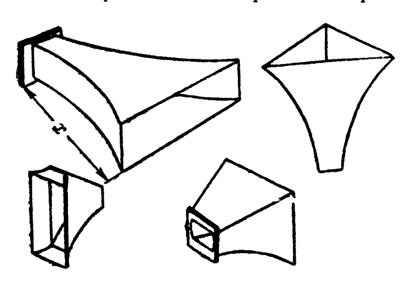


Рис. 12-25. Экспоненциальные рупоры различной конфигурации.

вольно низким сопротивлением нагрузки (воздушной средой) можно применить рупор. Правильно сконструированный рупор повышает сопротивление излучения и отдачу громкоговорителя в достаточно широком диапазоне частот. Однако для эффективного воспроизведения низших звуковых частот рупор должен быть значительных размеров. Поэтому рупорные громкоговорители применяются чаще всего в качестве высокочастотных звеньев (пищалок) в двухполосных и трехполосных акустических агрегатах, так как для воспроизведения высших частот размеры рупора и всего громкоговорителя должны быть небольшими.

Рупоры могут быть коническими, параболическими, экспоненциальными и др. У каждого из них поперечное сечение возрастает по различным математическим законам. В экспоненциальном рупоре вблизи горла (входного отверстия) увеличение сечения наиболее медленное, что создает более высокое сопротивление излучения в области низших частот.

Расчет и конструирование экспоненциального рупора для высокочастотного громкоговорителя (рис. 12-25) производится следующим образом. Зная площадь входного (узкого) отверстия рупора $S_{\text{вх}}$, которая определяется диффузором громкоговорителя, задаются длиной рупора x, а также формой и размерами выходного отверстия (прямоугольник, квадрат и т. п.), определяющими его выходную площадь $S_{\text{вых}}$. Коэффициент расширения m, определяющий возрастание поперечного сечения рупора, вычисляют по формуле

$$m = \frac{2{,}3}{x}\lg\frac{S_{\text{вых}}}{S_{\text{вх}}}.$$

Установив значение этого коэффициента, можно рассчитывать площади сечения рупора для любых расстояний от входного отверстия. Следует отметить, что площадь сечения рупора удваивается через отрезок длины $x = 0{,}69/m$. Изготовить рассчитанный рупор можно из жести толщиной 0,4—0,5 *мм*, спаяв края его заготовок, из органического стекла толщиной 1—1,5 *мм*, склеив его стенки, и из другого материала (текстолита, фанеры и т. п.).

Акустический лабиринт

Акустический лабиринт представляет собой конструкцию сложенного рупора прямоугольного сечения (рис. 12-26,*а*). Для волн от задней стороны диффузора громкоговорителя рупор служит волноводом, создающим фазовый сдвиг для распространяющихся по нему звуковых волн низших частот и ослабляющим их интенсивность. Основное же излучение звука происходит непосредственно от передней стороны диффузора громкоговорителя.

Акустический лабиринт, как это видно из рис. 12-26, *б*, может быть выполнен и в виде угловой конструкции с двумя боковыми отверстиями. Используется лабиринт и в комнатной конструкции радиального громкоговорителя (рис. 12-26, *в*).

При расчете и изготовлении акустического лабиринта соблюдение экспоненциального закона в изменении площади сечения рупора, образуемого перегородками или ребрами, не имеет существенного значения. Необходимо лишь, чтобы изменение площади сечения рупора происходило без больших скачков. Начальная площадь сечения выбирается равной или несколько большей площади диффузора громкоговорителя. Очень важно наличие звукопоглощающего покрытия на ребрах, ослабляющего интенсивность звуковой волны, распространяющейся по лабиринту.

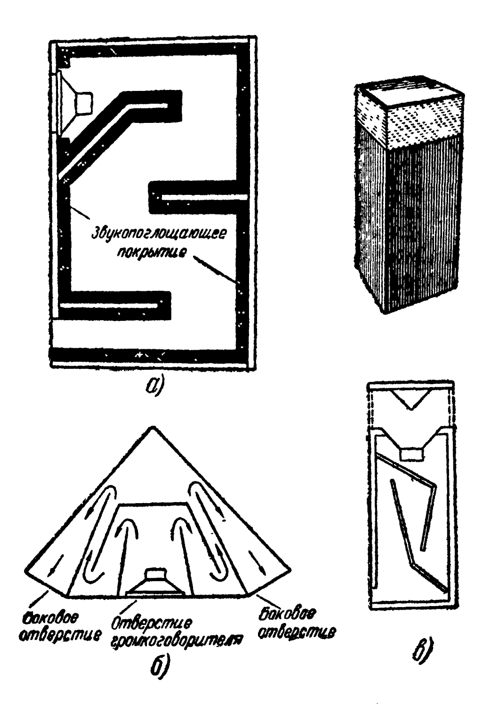


Рис. 12-26. Конструкция лабиринта.

а — прямоугольной формы; *б* — угловой формы; *в* — радиального громкоговорителя.

Вибропоглощающие материалы

Для уменьшения вибраций отдельных панелей акустического оформления, возникающих на своих резонансных частотах при работе громкоговорителя и порождающих призвуки, искажающие основной звук, применяют различные вибропоглощающие материалы.

Эффективным средством, снижающим вибрации ящика на 10—15 *дб*, является крепление громкоговорителя к панели через мягкую кольцевую прокладку из губчатой резины, эластичного пенопласта ПХВЭ или другого подобного материала, которую укладывают между кольцом диффузородержателя и панелью. Крепежные винты также должны иметь вибропоглощающие прокладки. Средством борьбы с вибрациями служит утолщение панелей или увеличение их жесткости дополнительными планками. Это, однако, увеличивает вес и стоимость ящика. Наиболее радикальным средством является применение для акустического оформления громкоговорителей материалов, обладающих повышенными внутренними потерями колебательной энергии при их деформации. Такие материалы, называемые вибродемпфирующими или вибропоглощающими, можно нанести и на обычные панели.

Наличие таких материалов в акустическом оформлении превращает часть колебательной энергии вибраций в тепло и увеличивает механическое сопротивление панелей, что понижает амплитуду вибраций. Вибродемпфирующие свойства материала указываются его логарифмическим декрементом затухания (точнее, произведением декремента на модуль упругости). Практическое представление о декременте затухания панели дает звонкость и длительность ее звучания после того, как, держа панель на весу за один угол, ударить по ней суставом пальца. Долгий звонкий звук после удара, получающийся у металлических панелей, говорит о малом декременте затухания, в то время как короткий, глухой звук указывает на значительные внутренние потери в материале. Например, декремент затухания у стали 0,001 и меньше, у дюралюминия 0,003 и меньше, у сосны 0,02 и у фанеры 0,04.

Весьма подходящим материалом для ящика служат древесно-волокнистые плиты, у которых декремент затухания около 0,08. Используя этот материал, можно наружные поверхности ящика оклеить тонкой фанерой ценных пород дерева или обтянуть декоративной тканью. Хорошими вибропоглощающими свойствами обладают слоистые панели, составленные из двух слоев фанеры толщиной 4—6 *мм*, между которыми помещен слой войлока, резины или изола такой же толщины. Эти слои склеивают (лучше всего клеем № 88). Если используется войлок, то вместо клея можно применить нитрокраску, которую, как и клей, следует наносить только на фанеру, так как войлок интенсивно их впитывает.

Самым простым и дешевым средством получения достаточного декремента затухания панелей акустического оформления, изготовленных из любого материала вплоть до алюминия или стали, следует считать нанесение на них покрытия, обладающего повышенными внутренними потерями. Хорошим вибропоглощающим покрытием может служить кровельный материал — рубероид, представляющий собой пористый картон, пропитанный битумом. Толщина слоя рубероида 1,2—1,5 *мм*, декремент его затухания 0,4. Рубероид наклеивают двумя-тремя слоями на панель резиновым клеем или клеем № 88.

Таким же хорошим вибропоглощающим покрытием может быть синтетический линолеум (пластик) без подложки из мешковины. Он выпускается в рулонах или плитками толщиной 1,5—3 *мм* (декремент его затухания 0,7—0,9). Линолеум приклеивают к панели специальным для него клеем или клеем № 88.

Следует учитывать, что степень демпфирования вибраций (декремент затухания) панели с вибропоглощающим покрытием пропорциональна его толщине, т. е. чем толще покрытие, тем больше демпфирование. Необходимо также иметь в виду, что если между демпфируемой панелью и вибропоглощающим покрытием поместить слой достаточно жесткого пористого материала (слой пенопласта ПХВ-1 или ПС-1 толщиной 10—15 *мм*), то отнесение вибропоглощающего покрытия от демпфируемой панели увеличит его деформацию (растяжение и сжатие) при вибрациях. В результате этого возрастает колебательная энергия вибраций, обращаемая в тепло, т. е. демпфирование увеличится. Применение промежуточного слоя позволяет снизить толщину вибропоглощающего покрытия (приблизительно 1 *мм* на 5 *мм* прослойки) без ухудшения его демпфирующих свойств.

Промежуточный слой может быть не сплошным, а иметь пропуски, составляющие 15—25% всей площади панели, что позволяет, сохранив демпфирующие свойства, делать промежуточный слой из многих кусков материала. Это особенно удобно при изогнутых панелях. Для получения ровной поверхности и надежного склеивания с рубероидом или линолеумом куски промежуточного материала должны быть одинаковой толщины.

Применение на панелях акустического оформления вибропоглощающего покрытия приводит к увеличению общей жесткости панели, а поэтому представляется воз-

можным в 1,5—2 раза снизить толщину панелей без опасения увеличения их вибраций.

Звукопоглощающие материалы

Для уменьшения отражения звука от внутренних поверхностей закрытого ящика или фазоинвертора и интерференции со звуковыми волнами от задней стороны диффузора громкоговорителя применяют звукопоглощающие покрытия из специальных материлов. В лабиринте такое покрытие, кроме того, способствует ослаблению распространяющейся по нему волны от задней стороны диффузора.

Звукопоглощающее покрытие, применяемое в акустическом оформлении, обязательно должно быть пористым. Действие такого покрытия состоит в том, что звуковые волны, проникая в поры материала (капиллярные каналы), рассеивают (теряют) свою энергию благодаря вязкому трению в узких каналах и теплообмену между воздухом в порах и стенками этих пор (каналов). Поэтому чем толще покрытие, тем больше его звукопоглощающая способность.

В качестве звукопоглощающего материала для акустического оформления лучше всего применять волокнистые и пористые материалы, такие, как войлок и фильц, минеральная, стеклянная, капроновая или хлопчатобумажная вата, а также хлопчатобумажные очесы и другие подобные отходы. Толщина звукопоглощающего покрытия должна быть не менее 6—10 *мм* для войлока и 3—4 *см* для ваты.

Для того чтобы нанести вату на внутренние поверхности ящика, необходимо предварительно сделать из нее заготовки, представляющие собой подобие матов. Для их изготовления берут куски картона, размеры которых должны соответствовать внутренним поверхностям ящика, и раскладывают на них слой ваты нужной толщины. Поверх слоя ваты кладут марлю или какую-нибудь другую неплотную материю, после чего этот трехслойный пакет прошивают (простегивают) в нескольких местах суровой ниткой. Изготовленные таким способом пакеты прикрепляют к панелям внутри ящика несколькими небольшими шурупами или гвоздями так, чтобы картон был обращен к панелям, а вата — внутрь ящика.

Хорошими звукопоглощаемыми свойствами обладает пористый эластичный материал пенополиуретан (поролон), который продается в виде ковриков, губок и т. п. Пенополиуретановые коврики толщиной 2—4 *см* удобно применять в качестве звукопоглощающего покрытия в акустическом оформлении громкоговорителей.

Звукопоглощающее покрытие наносят на бóльшую часть внутренней поверхности ящика. Если имеется недостаточное количество звукопоглощающего материала, то лучше им покрывать противоположную громкоговорителю сторону ящика, одну из боковых стенок и дно или верх.

В качестве жесткого звукопоглощающего материала можно использовать пористые древесноволокнистые плиты толщиной 1,5—2,5 *см*. Такие плиты прикрепляют в один-два слоя (в зависимости от их толщины) к внутренним поверхностям ящика или располагают их на обеих боковых панелях перпендикулярно в виде гребенки из трех — пяти листов. Ширина гребенок должна составлять 0,25—0,4 ширины ящика, а расстояние между ними 10—15 *см*. Звукопоглощающие гребенки можно также прикреплять перпендикулярно к дну или крышке ящика. В акустическом лабиринте перегородки и ребра тоже можно сделать из древесноволокнистых плит. При этом отпадает необходимость в нанесении звукопоглощающего покрытия.

Для звукопоглощения в акустическом оформлении громкоговорителей удобно использовать литые формы для упаковки яиц, толщиной около 1,5 *мм*. Эти формы (по 5—8 шт.) нужно сложить (одну в другую) в пакет общей высотой около 7—8,5 *см* и прикрепить к внутренним поверхностям ящика. Число их в пакете можно уменьшить до 3—4 шт. и проложить между ними вату или хлопчатобумажные очесы.

ЛИТЕРАТУРА

Фурдуев В. В., Акустические основы вешания, Связьиздат, 1960.

Дольник А. Г., Микрофоны, изд-во «Энергия», 1964.

Дольник А. Г., Громкоговорители, изд-во «Энергия», 1964.

Эфрусси М. М., Акустическое оформление громкоговорителей, Госэнергоиздат, 1962.

Дольник А. Г., Эфрусси М. М., Как сделать установку с хорошим звучанием, Изд-во ДОСААФ, 1965.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

ЗВУКОЗАПИСЬ

Многие из радиолюбителей занимаются конструированием и изготовлением звукозаписывающей аппаратуры, а также использованием ее для создания собственных фонотек, озвучения кинофильмов, обучения иностранным языкам, автоматизации производства и для других целей. Чтобы достичь в этом успеха, надо хорошо представлять себе устройство и принцип действия звукозаписывающего аппарата—магнитофона и уметь правильно обращаться с ним.

При ремонте звукозаписывающей аппаратуры нередко приходится заменять такие основные узлы, как электродвигатели, звукосниматели, магнитные головки. Для этого необходимо знать их основные технические данные. Вновь построенный или отремонтированный магнитофон надо уметь испытать и настроить. При эксплуатации магнитофонов важно правильно выбрать тип магнитной ленты и режим ее использования.

13-1. УСТРОЙСТВО И РАБОТА МАГНИТОФОНОВ

Магнитофонами называют аппараты для записи и воспроизведения звука, принцип действия которых основан на магнитной системе записи и магнитной системе воспроизведения. Работают магнитофоны следующим образом.

Записываемые звуковые колебания воспринимаются и преобразуются микрофоном *М* (рис. 13-1) в электрические сигналы. Мощность их повышается усилителем за-

писи. К выходу последнего подключена магнитная головка записи *ГЗ*, представляющая собой кольцевой электромагнит, магнитная цепь которого разомкнута с одной стороны немагнитной прокладкой, образующей так называемый рабочий зазор. К рабочему зазору прилегает движущаяся магнитная лента (гибкая пластмассовая полоска, шириной 6,25 *мм*, покрытая с одной стороны ферромагнитным порошком). Так как магнитное поле над рабочим зазором головки имеет ту же закономерность изменения во времени, что и записываемый звуковой процесс, все фазы последнего фиксируются на

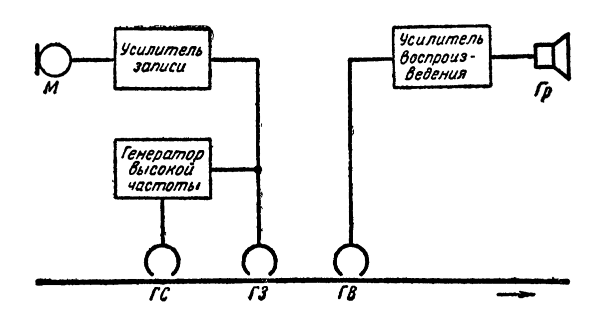


Рис. 13-1. Блок-схема устройства для магнитной звукозаписи.

магнитной ленте в виде различной остаточной намагниченности ее отдельных участков. Магнитная лента с подобной магнитной записью называется магнитной фонограммой.

Чтобы воспроизвести записанные звуковые колебания, магнитную фонограмму с той же скоростью, что и при записи, пропускают по магнитной головке воспроизведения *ГВ*, схожей по устройству с головкой записи. Магнитный поток, исходящий с фонограммы, замыкается через сердечник головки *ГВ* и возбуждает в ее обмотке электрические колебания той же частоты, что и частота записанного звука. Мощность этих колебаний повышается усилителем воспроизведения, после чего они преобразуются громкоговорителем в звук.

Воспроизведение может осуществляться как в процессе записи с незначительным запаздыванием, которое определяется расстоянием между головками *ГЗ* и *ГВ*, так и многократно после окончания записи.

Моментальная готовность записи и ее практическая неизнашиваемость (качество воспроизводимого звука не зависит от количества проигрываний) является первым большим преимуществом магнитной записи.

Ненужная запись может быть удалена, или, как говорят, «стерта» с магнитной ленты. Для этого служит магнитная головка стирания *ГС*, устроенная в общем так же, как и головка записи и воспроизведения. Она питается током высокой частоты (40—80 *кгц*) или (реже) постоянным током. В первом случае стирание осуществляется размагничиванием ленты, а во втором — доведением ее до магнитного насыщения.

Возможность многократно использовать ленту для записи (путем стирания старых записей) является вторым важным преимуществом магнитной записи.

Чувствительность магнитной ленты повышается, а нелинейные искажения при записи становятся меньше, если через обмотку головки *ГЗ* пропускать, кроме тока звуковой частоты, еще дополнительный ток, называемый током подмагничивания. Различают два способа магнитной записи: с высокочастотным подмагничиванием и с подмагничиванием постоянным полем. Блок-схема, приведенная на рис. 13-1, соответствует первому случаю. На ней показан генератор высокой частоты, питающий магнитные головки *ГС* и *ГЗ* током одной частоты, но разной величины. Запись с подмагничиванием и стиранием постоянным магнитным полем применяется в магнитофонах, предназначенных только для записи речи (для нехудожественной записи), так как при этом способе велики собственные шумы и нелинейные искажения записи. Во всех магнитофонах, рассчитанных на высококачественную запись, применяют высокочастотное подмагничивание.

При прочих равных условиях качество записи тем выше, чем больше скорость движения магнитной ленты. В современных магнитофонах уже при скорости 19 *см/сек* удается сравнительно несложно записать и воспроизвести звуковые колебания в диапазоне от 80 до 16 000 *гц* при гармонических искажениях не более 2—3% и относительном уровне собственных шумов в записи, меньшем чем — 50 *дб*.

Возможность достаточно простым путем достичь высокого качества записи и воспроизведения является третьим преимуществом магнитной записи.

Магнитофоны весьма различны по своему назначению, устройству и качеству звукозаписи. Наиболее многочисленную группу составляют так называемые магнитофоны широкого применения, предназначенные для любительской звукозаписи в домашних условиях. Каждый магнитофон состоит из лентопротяжного механизма и электронной части. В последнюю входят усилители, генератор высокой частоты, индикатор уровня записи и электропитающее устройство.

Блок-схемы различных магнитофонов широкого применения близки к схеме, показанной на рис. 13-2. Чтобы

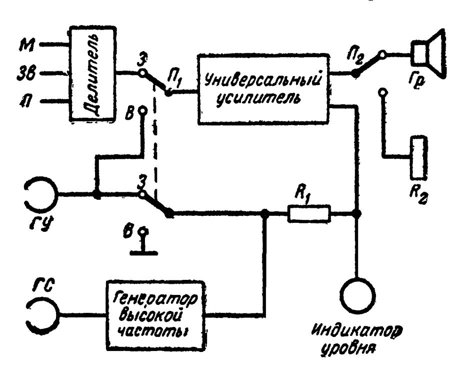


Рис. 13-2. Блок-схема магнитофона широкого применения.

упростить конструкцию магнитофона в схеме применяют один универсальный усилитель, используемый то как усилитель записи, то как усилитель воспроизведения, а также одну универсальную магнитную головку *ГУ*, которая может работать и как записывающая, и как воспроизводящая. Во время записи один из источников входного напряжения — микрофон *М*, звукосниматель *Зв*, выход радиоприемника, телевизора или трансляционная сеть (линия) *Л* через делитель, уравнивающий эти различные напряжения, подсоединяется к входу усилителя. Последний повышает мощность колебаний, а также производит частотную коррекцию, необходимую при записи. Такой усилитель имеет два выхода: один

для подключения громкоговорителя и другой, называемый линейным, для подключения магнитной головки. Часто их делают от разных каскадов усилителя (оконечного и предоконечного). Сопротивление R_1 является ограничительным. Во время записи включается напряжение питания на генератор высокой частоты и он посылает ток стирания в стирающую головку *ГС* и ток подмагничивания в универсальную головку *ГУ*.

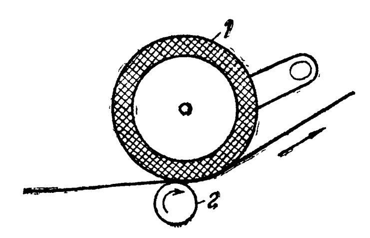


Рис. 13-3. Ведущий узел.

1 — обрезиненный прижимной ролик; *2* — ведущий вал.

Коэффициент усиления усилителя может плавно регулироваться. Тем самым можно изменять уровень записи, контролируемый по индикатору уровня. При записи с микрофона возможно самовозбуждение усилителя из-за близкого расположения микрофона от громкоговорителя. В этом случае переключателем $П_2$ выключают громкоговоритель, включая вместо него эквивалентное сопротивление R_2.

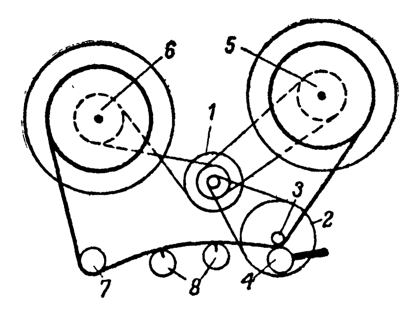


Рис. 13-4. Кинематическая схема лентопротяжного механизма с одним электродвигателем.

1 — электродвигатель; *2* — маховик ведущего вала; *3* — ведущий вал; *4* — прижимной ролик, *5* — фрикцион приемного узла; *6* — фрикцион подающего узла; *7* — обводной ролик; *8* — магнитные головки.

Чтобы перейти с записи *З* на воспроизведение *В* надо переключить сдвоенный переключатель $П_1$ и выключить питание генератора высокой частоты. При этом магнитная головка *ГУ* подсоединяется к входу усилителя. Одновременно в усилителе изменяется частотная характеристика, принимая требуемую для данной скорости ленты форму (цепи коммутации внутри усилителя на блок-схеме не показаны). Регулятор усиления усилителя при воспроизведении служит регулятором громкости, а регулятор громкости прослушивания (если такой имеется), действовавший при записи, используется обычно как регулятор тембра.

Вся коммутация в блок-схеме и в схеме усилителя при включении магнитофона на запись или на воспроизведение осуществляется кнопочным или галетным переключателем рода работ, который в некоторых магнитофонах управляет и лентопротяжным механизмом. Иногда в коммутации участвуют реле.

В большинстве магнитофонов широкого применения лентопротяжный механизм содержит один электродвигатель. При питании от сети переменного тока используют асинхронный электродвигатель, а при питании от автономных источников — коллекторный электродвигатель постоянного тока с центробежным регулятором скорости вращения. Во время записи и воспроизведения лентопротяжный механизм должен продвигать магнитную ленту с постоянной рабочей скоростью. Это производится ведущим узлом (рис. 13-3). Лента прижимается свободно вращающимся обрезиненным роликом (который называется прижимным) к ведущему валу. Окружная скорость последнего соответствует рабочей скорости ленты. Ведущий вал вращается от электродвигателя через передачу (ременную или с помощью промежуточного ролика). Для получения нескольких рабочих скоростей изменяют коэффициент передачи. Массивный маховик, соединенный с ведущим валом, стабилизирует скорость его вращения и уменьшает, тем самым, особый вид искажения, называемый детонацией или «плаванием» звука.

При записи и воспроизведении лента разматывается с катушки, установленной на подающем узле (рис. 13-4), проходит по обводному ролику или обводной стойке, по магнитным головкам, через ведущий узел и наматывается на катушку, установленную на приемном узле. Поэтому как приемный, так и подающий узлы должны быть соединены с электродвигателем лентопротяжного механизма.

Так как скорость вращения обоих узлов изменяется в зависимости от количества ленты на катушках, соединения должны производиться не жестко, а через проскальзывающие фрикционы. Подающий узел получает через фрикцион вращение, направленное в сторону, противоположную движению ленты. Это создает натяжение ленты, необходимое для того, чтобы она прилегала к магнитным головкам. В некоторых механизмах лента прижимается специальной фетровой подушкой к головкам или к обводной стойке. При этом натяжение ленты со стороны подающего узла становится ненужным и он при записи и воспроизведении не соединяется с электродвигателем.

При ускоренных перемотках ленты в ту или другую сторону прижимной ролик отходит и не прижимает ленту к ведущему валу, а подающий (или приемный) узел ускоряет свое вращение. Для этого жестко сцепляют между собой обе части соответствующего фрикциона или включают дополнительный узел связи с электродвигателем.

Существенным элементом конструкции лентопротяжного механизма являются тормоза. Для того чтобы при остановке движения ленты катушки с лентой не раскручивались по инерции, лента не путалась и не обрывалась, необходимо ее тормозить, особенно после ускоренной перемотки. Тормозят только с одной стороны (со стороны той катушки, с которой лента перед торможением разматывалась).

Кинематические схемы лентопротяжных механизмов различаются типами передач вращения, устройством тормозов, системой управления. Существуют механизмы с двумя направлениями записи и воспроизведения и двумя комплектами магнитных головок, расположенных до и после ведущего вала. Однако принцип их действия тот же, что и изложенный выше применительно к кинематической схеме, показанной на рис. 13-4.

13-2. МАГНИТНАЯ ФОНОГРАММА

Невидимый след в виде намагниченности ленты, оставляемый в ней в процессе записи, называется дорожкой записи. Вдоль ленты можно разместить как одну, так и несколько таких дорожек. При одной дорожке ширина ее равна обычной всей ширине магнитной ленты.

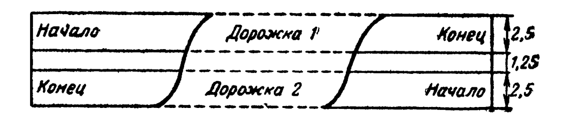


Рис. 13-5. Двухдорожечная магнитная фонограмма. Вид со стороны рабочего слоя.

Такая магнитная фонограмма называется однодорожечной. Ее применяют во всех студийных магнитофонах, так как ей свойственно наиболее высокое качество записи и ее можно монтировать путем склейки между собой отдельных кусков магнитной ленты.

В магнитофонах широкого применения чаще всего используют двухдорожечную фонограмму (рис. 13-5). Ширина каждой дорожки берется обычно равной 2,5 *мм*. После того, как дорожка *1* записана, катушки с лентой снимают, меняют местами и одновременно переворачивают, после чего записывают дорожку *2*. Вместо того чтобы менять местами катушки с магнитной лентой, в некоторых магнитофонах (например, в магнитофоне «Мелодия») предусмотрено два направления движения ленты при записи и воспроизведении и соответственно два комплекта магнитных головок. В этих магнитофонах переход с одной дорожки на другую осуществляется простым переключением ведущего электродвигателя и головок. При двухдорожечной фонограмме расход ленты уменьшается вдвое по сравнению с однодорожечной, но зато невозможен монтаж записей.

Начало — Дорожка 1 — Конец
Конец — Дорожка 2 — Начало
Начало — Дорожка 3 — Конец
Конец — Дорожка 4 — Начало
+0,9
0,75

Рис. 13-6 Четырехдорожечная магнитная фонограмма. Вид со стороны рабочего слоя.

За последние годы, кроме двухдорожечных, начинают широко использоваться четырехдорожечные фонограммы (рис. 13-6), особенно в тех магнитофонах широкого применения, которые рассчитаны на стереофоническую звукозапись. Такая запись ведется сразу с двух микрофонов (правого и левого) и требует соответственно двухканального усилителя и двух раздельных дорожек записи на ленте. При движении ленты в одну сторону на нее наносится одна пара дорожек (дорожки *1* и *3*), а при обратном движении — вторая пара (дорожки *2* и *4*).

Четырехдорожечная фонограмма может использоваться и для обычной монофонической записи. В этом случае сначала записывается дорожка *1*, потом дорожка *4*, за ней дорожка *3* и, наконец, дорожка *2*. По сравнению с однодорожечной фонограммой расход ленты сокращается при этом в 4 раза. Для перехода с дорожки на дорожку применяют два комплекта магнитных головок: один, установленный на уровне дорожки *1*, второй на уровне дорожки *3*, которые включаются поочередно. Для перехода на дорожки *2* и *4* меняют местами катушки с лентой. При стереофонической записи оба комплекта головок работают одновременно.

13-3. КАЧЕСТВО МАГНИТНОЙ ЗВУКОЗАПИСИ

Качество магнитофона характеризуется рядом параметров, таких, например, как неравномерность частотной характеристики в определенном диапазоне частот, коэффициент нелинейных искажений, относительный уровень помех, коэффициент детонации, относительный уровень стирания и др.

Частотная характеристика. Если произвести магнитную запись колебаний различных частот с одним и тем же действующим значением тока звуковой частоты, проходящего через головку записи (называемого током записи), и потом воспроизвести эту запись, то обнаружится сильная зависимость э. д. с. головки воспроизведения от частоты (рис. 13-7), т. е. большие частотные искажения. Сначала, по мере увеличения частоты f, э. д. с. E возрастает пропорционально частоте, потом ее рост замедляется, при некоторой частоте f_0 э. д. с. становится максимальной, а затем она начинает спадать. Такой ход характеристики объясняется в первую очередь индуктивным характером работы воспроизводящей головки, э. д. с. которой пропорциональна скорости изменения магнитного потока, т. е. его частоте. Если бы не различные потери в головках и ленте, то частотная характеристика э. д. с. воспроизводящей головки не имела бы загиба и беспредельно стремилась вверх.

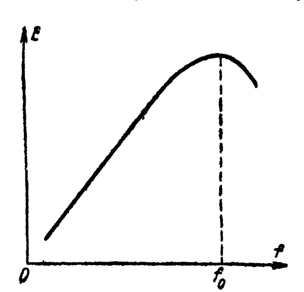


Рис. 13-7. Частотная характеристика магнитной записи - воспроизведения.

В реальных устройствах значение частоты f_0 зависит от свойств магнитной ленты и магнитных головок. При одних и тех же ленте и головках f_0 прямо пропорционально скорости ленты. При записи с высокочастотным подмагничиванием увеличение тока подмагничивания уменьшает значение f_0, т. е. ухудшает запись высоких частот относительно записи средних.

Частотная характеристика, приведенная на рис. 13-7, из-за большой неравномерности непригодна для магнитофонов. Поэтому ее корректируют, создавая обратную по форме частотную характеристику в усилителе. Эту коррекцию, по ряду причин, нецелесообразно производить только при записи или только при воспроизведении. Ее разделяют на коррекцию при записи (предыскажения) и коррекцию при воспроизведении. На рис. 13-8 показаны примерные частотные характеристики усилителя. Точный ход этих характеристик зависит в первую очередь от скорости ленты, а также от ее свойств и свойств магнитных головок.

Для того чтобы запись, произведенную на одном магнитофоне, можно было нормально воспроизводить на других магнитофонах, рассчитанных на ту же скорость ленты, частотные характеристики воспроизведения стандартизуют. Для проверки характеристик применяют

специальные измерительные ленты, изготовляемые на разные скорости. Например, для скорости 19 *см/сек* выпускается измерительная лента РТ-19, для скорости 9,5 *см/сек* лента РТ-9 и т. д. (новые названия ЛИР-19, ЛИР-9 и т. д.). Каждая измерительная лента состоит из нескольких частей, причем вторая ее часть содержит стандартизованную запись ряда частот и при ее воспроизведении выходное напряжение правильно настроенного магнитофона должно быть примерно постоянным.

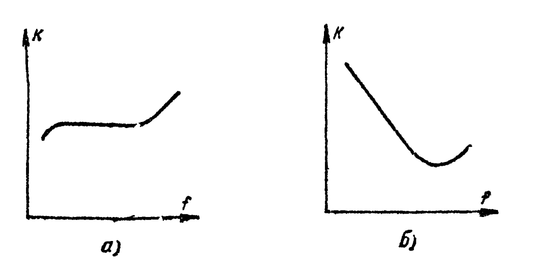


Рис. 13-8. Распределение частотной коррекции в магнитофонах.

а — частотная характеристика при записи; *б* — частотная характеристика при воспроизведении.

После того, как по измерительной ленте настроен канал воспроизведения, экспериментально подбирается частотная характеристика усилителя при записи так, чтобы общая частотная характеристика канала записи-воспроизведения имела неравномерность не более, чем это допускается техническими нормами. На рис. 13-9 приведен ряд частотных характеристик усилителя записи

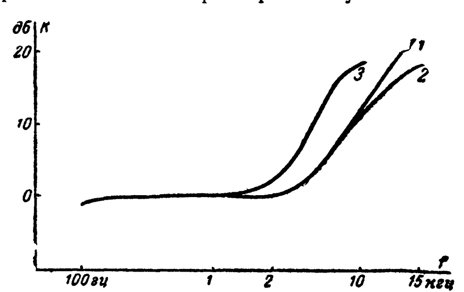


Рис. 13-9. Семейство частотных характеристик усилителя при записи.

1 — скорость 19 *см/сек*, лента типа 2, рабочий зазор головки 10 *мк*; *2* — скорость 19 *см/сек*, лента типа 2. рабочий зазор 7 *мк*; *3*—скорость 9,5 *см/сек*, лента типа 6, рабочий зазор 5 *мк*.

для стандартных скоростей разных магнитных лент и универсальных магнитных головок.

Нелинейные искажения. Основным источником нелинейных искажений записи в правильно сконструированном и налаженном магнитофоне является магнитная лента (искажения в усилителях обычно намного меньше). Разным типам лент свойственны различные по величине искажения. Из числа лент отечественного производства наименьшие нелинейные искажения вносит лента типа 6.

Искажения зависят от величины тока подмагничивания и уровня записи. Для контроля уровня записи в магнитофонах имеются так называемые индикаторы уровня, которые предварительно настраивают по измерительной ленте, соответствующей скорости в данном магнитофоне. Первая часть каждой измерительной ленты содержит запись чистого тона частотой 400 *гц*, являющуюся образцом по уровню записи.

В процессе записи, следя за показаниями индикатора и регулируя усиление в канале записи, добиваются, чтобы уровень записи не превышал максимально допустимого, чтобы не возникла, как говорят, перемодуляция магнитной ленты с неизбежными при этом нелинейными искажениями. Опасна и недомодуляция, т. е. запись с очень малым уровнем, так как при воспроизведении она будет слышна тихо и притом на фоне заметных собственных шумов ленты и магнитофона.

Нелинейные искажения в записи сильно зависят от выбора тока подмагничивания. Минимальным искажениям соответствует примерно такой ток подмагничивания, при котором чувствительность ленты к записи средних звуковых частот максимальна. Такое значение тока называют оптимальным. Искажения значительно возрастают при токе подмагничивания, меньшем оптимального. Так как величина оптимального подмагничивания несколько изменяется от ленты к ленте (даже в пределах одного типа лент), то выбирают иногда ток подмагничивания немного больший оптимального. Увеличение подмагничивания уменьшает шумы магнитной ленты, но ухудшает запись высоких частот.

Помехи в записи. При воспроизведении записи, особенно при воспроизведении с большой громкостью, можно услышать посторонние звуки, объединяемые общим названием помех. Особенно заметно слышны помехи в паузах записи, когда они не маскируются полезными звуковыми сигналами. Помехи в основном состоят из шума и фона.

Шум (слышимый как шипение и шорохи) возникает главным образом из-за неоднородной структуры магнитного порошка в ленте, а также из-за неровности ее поверхности и непостоянства вследствие этого механического контакта между лентой и головкой. Это особенно заметно, если магнитные головки случайно намагничены (например, от неосторожного прикосновения к ним отверткой или другим стальным предметом). Шум также возрастает, если ток подмагничивания меньше оптимального и если его форма несимметрична. К шуму ленты добавляется шум входной лампы усилителя воспроизведения. Однако он обычно заметен только в магнитофонах с очень узкими дорожками записи (например, при четырехдорожечной фонограмме), когда полезный сигнал, получаемый на вход усилителя от головки воспроизведения, мал.

Шум магнитной ленты возникает не только в паузах между записываемыми сигналами. Он сопровождает и саму запись. В этом случае его называют модуляционным шумом. Этот шум сильнее шума в паузе, однако слышен он только в том случае, когда записываемый сигнал обладает редким спектром частот и приближается к чистому тону, который не может хорошо замаскировать модуляционный шум. Такой случай соответствует, например, записи скрипки, флейты, гобоя и некоторых других музыкальных инструментов. Модуляционный шум проявляется при этом в виде характерного шипения или хрипов, сопровождающих временами звук, а иногда и хорошо слышимых на «отзвуках», т. е. после максимумов громкости.

Причина модуляционного шума также заключается в неоднородности магнитной ленты и непостоянстве ее контакта с головкой. Отсюда следует, что уменьшить этот шум можно, используя более совершенную ленту (из отечественных — ленту типа 6) и улучшая прижим ленты к головке записи специальной подушкой или уве-

личивая натяжение ленты в месте прилегания ее к головке. Модуляционный шум можно уменьшить, если выбрать ток подмагничивания намного больше оптимального. Однако, как уже отмечалось, это вызывает ухудшение других качественных показателей записи.

Фон представляет собой помеху в виде периодических сигналов с частотами, кратными частоте питающей электросети, т. е. с частотами 50, 100, 150 *гц* и т. д. Слышен он как гудение, иногда с призвуком буквы «з», если преобладают более высокие частоты (150, 200 *гц* и выше). Причина фона — пульсация напряжений, питающих усилители и генератор магнитофона, а также воздействие электромагнитных полей тех узлов магнитофона, которые питаются от сети переменного тока на магнитные головки и усилители (особенно на входные цепи усилителей и на воспроизводящую головку). В отличие от шумов фон мало зависит от применяемой магнитной ленты или от тока подмагничивания и определяется в основном конструкцией магнитофона.

Количественно помехи характеризуются отношениями сигнал/шум или сигнал/фон, в которых сигнал соответствует максимальному уровню записи. Величины этих отношений выражают обычно в децибелах. Те же величины, но взятые со знаком минус, характеризуют относительный уровень шума и фона.

Детонация. В магнитофонах детонация (специфическое искажение звука, свойственное всем системам звукозаписи) возникает главным образом из-за того, что скорость движения ленты при записи никогда точно не равна ее скорости при воспроизведении. Разница в скоростях, если она постоянна, изменяет тональность звучания (звук становится выше или ниже натурального). Часто это специально используют для создания звуковых эффектов (например, для получения «голоса Буратино»). Если разница в скоростях колеблется (что всегда и бывает), то звук подвергается паразитной частотной модуляции и начинает «плыть» (рояль звучит как гавайская гитара, искажаются звучания и других музыкальных инструментов).

Количественно детонация характеризуется коэффициентом детонации, который пропорционален отношению амплитуды колебаний скорости ленты к ее среднему значению. Ухо весьма чувствительно к детонации, но эта чувствительность неодинакова для разных звуков. Например, при записи речи и коэффициенте детонации 1% детонация почти не ощущается, а для хорошего воспроизведения длительных рояльных аккордов, взятых в среднем регистре, коэффициент детонации не должен превышать 0,15%. Строго говоря, ощущаемость детонации зависит еще от ее частоты, т. е. от того, быстро или медленно изменяется скорость ленты. Особенно ощущаются на слух колебания скорости с частотой от 1 до 5 *гц*.

Следы старых фонограмм. Запись будет искажена, если старые записи на ленте недостаточно хорошо стерты. Чтобы их совсем не было слышно, требуется ослабление сигнала (в результате размагничивания ленты) на 80 *дб*. Удовлетворительные результаты получаются при ослаблении 60 *дб*.

Стирание оценивается относительным уровнем стирания, представляющим собой выраженное в децибелах отношение уровня сигнала, остающегося после стирания, к уровню этого же сигнала до стирания. Относительный уровень стирания зависит от силы размагничивающего поля, создаваемого стирающей головкой. Кроме того, он зависит от частоты стираемого сигнала. Хуже стираются сигналы низкой частоты, но так как они слабее слышны, то наибольшую опасность представляет нестирание сигналов с частотой от 1 000 до 3 000 *гц*.

Различные типы магнитных лент обладают разной способностью размагничиваться. Хуже всего стираются записи с ленты типа 2, особенно если они произведены давно и при большом токе подмагничивания. На этой ленте, кроме того, наблюдается эффект проявления старой (стертой) записи во время записи новой: если стереть запись, то прослушав ленту, можно не услышать прежней фонограммы, однако при новой записи под действием поля подмагничивания частично восстанавливается магнитная структура ленты, соответствовавшая прежней записи, и она становится слышимой, особенно в паузах новой записи.

Проникание сигналов с соседней дорожки записи. Когда на магнитной ленте имеется больше, чем одна дорожка записи, то при воспроизведении может прослушиваться и запись соседней дорожки. Объясняется это действием магнитного потока рассеяния, который распространяется от каждой дорожки по магнитному порошку ленты. Такое нежелательное явление называется прониканием. Количественно оно оценивается переходным затуханием, показывающим, на сколько децибел ослабляется сигнал, проникая с одной дорожки записи на другую (или из одного канала в другой).

Проникание между соседними дорожками тем больше, чем ниже частота сигнала и выше скорость ленты при записи. Оно может возникать также между усилителями при наличии паразитных емкостных или индуктивных связей, а также между электромагнитными цепями двухдорожечных блоков головок записи и воспроизведения, используемых при стереофонической звукозаписи.

Копирэффект. Магнитная лента с записью наматывается в рулон и в таком виде хранится. При этом более сильно намагниченные участки ленты, соответствующие громким местам записи, намагничивают участки ленты в смежно расположенных слоях, если они в процессе записи были намагничены слабее. Образуются как бы «магнитные отпечатки» на витках ленты, расположенных по обе стороны от сильно намагниченного участка. При воспроизведении эти отпечатки прослушиваются как опережающие и отстающие эхо-сигналы, раздражающие слух. Особенно неприятны опережающие эхо-сигналы, которых в естественных условиях жизни мы никогда не наблюдаем.

В музыкальных записях копирэффект обычно не является помехой, так как почти непрерывное звучание музыки маскирует эхо-сигналы. Другое дело запись речи. В ней громкие выкрики часто чередуются с паузами и в последних бывают отчетливо слышны эхо-сигналы. Так как копирэффект различен у разных типов лент, то для высококачественных речевых записей следует использовать лучшую в этом отношении ленту (из отечественных лент тип 6).

Количественно копирэффект оценивается относительным уровнем копирэффекта, который показывает, на сколько децибел самый сильный эхо-сигнал слабее основного сигнала. Копирэффект практически не мешает записи, если его относительный уровень близок к —50 *дб*. Он сильно возрастает, если рулон ленты с записью нагреть или поместить в магнитное поле (постоянное или переменное). Это следует учитывать при хранении магнитных фонограмм.

13-4. НОРМЫ НА ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ МАГНИТОФОНОВ

Государственный стандарт определяет основные параметры магнитофонов различного типа, работающих на магнитной ленте шириной 6,25 *мм*. Ниже приводят-

Таблица 13-1

Качественные показатели магнитофонов широкого применения

Параметры	Номинальная скорость ленты, *см/сек*		
	19,05	9,53	4,76
Допускаемое отклонение средней скорости от номинальной, %	±2		±3
Коэффициент колебания скорости ленты при питании от электросети не более, %	0,4	0,6	1,5
То же, при питании от автономных источников не более, %	0,6	0,8	1,5
Рабочий диапазон частот не уже, *гц*	40—12 000	63—10 000	80—5 000
Относительный уровень шумов канала воспроизведения и канала записи-воспроизведения при питании от электросети не хуже, *дб*	—40		
То же, при питании от автономных источников не хуже, *дб*	—45		
Коэффициент нелинейных искажений в канале записи-воспроизведения на частоте 400 *гц* при максимальном уровне записи на линейном выходе при номинальном напряжении не более, %	3		
То же, на оконечном выходе усилителя (на эквивалентном сопротивлении громкоговорителя) при номинальной выходной мощности не более, %	5		
Переходное затухание между дорожками монофонической записи на частоте 80 *гц* не хуже, *дб*	30		
То же, между стереоканалами на частоте 80 *гц* не хуже, *дб*	20		—
То же, на частоте 1 000 *гц* не хуже, *дб*	30		—
То же, на частоте 8 000 *гц* не хуже, *дб*	25		—
Рассогласование характеристик стереоканалов воспроизведения в рабочем диапазоне частот не более, *дб*	4		—
То же, стереоканалов записи-воспроизведения не более, *дб*	6		—
Относительный уровень стирания записи частоты 1 000 *гц* не хуже, *дб*	—60		
Номинальное напряжение питания от электросети (допускаемые отклонения ±10%), *в*	127 и 220		
То же, от автономных источников (минимальное — по техническим условиям), *в*	12, 9, 4,5		

ся требования, относящиеся лишь к магнитофонам широкого применения. В них приведены качественные показатели магнитофонов и некоторые их эксплуатационные и конструктивные данные.

Магнитофоны разделены по скорости ленты (19,05, 9,53 и 4,76 *см/сек*). Требования стандарта по коэффициенту детонации и относительному уровню шумов различны для магнитофонов, питающихся от сети переменного тока и от автономных источников (батарей, аккумуляторов). Кроме того, ряд требований задан только для стереофонических магнитофонов. Требования стандарта к качественным показателям магнитофонов широкого применения приведены в табл. 13-1.

На рис. 13-10 изображены поля допусков, в которые должны укладываться частотные характеристики канала воспроизведения, измеренные по второй части измерительной ленты для соответствующей скорости, а на рис. 13-11 показаны аналогичные поля допусков для частотных характеристик канала записи-воспроизведения. Такие частотные характеристики должны быть на

линейном выходе магнитофона. На выходе с громкоговорителем допускаются другие характеристики с тем, чтобы можно было, скорректировав частотную характеристику громкоговорителя, улучшить качество звучания магнитофона. С линейного выхода магнитофона напряжение снимается для подачи на внешний усилитель или на вход другого магнитофона при перезаписи.

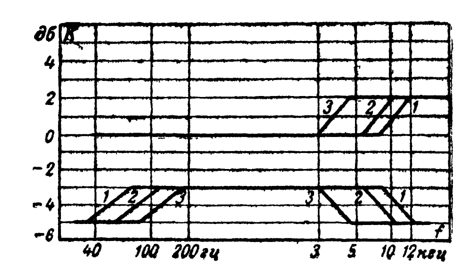


Рис. 13-10. После допусков частотных характеристик канала воспроизведения.

1 — скорость 19 *см/сек*; *2* — скорость 9,5 *см/сек*; *3* — скорость 4,76 *см/сек.*

Кроме указанных, стандартом предъявляются еще следующие требования.

1. Намотка ленты должна производиться на катушки рабочим слоем внутрь.

2. Рабочие зазоры магнитных головок записи и воспроизведения должны быть перпендикулярны к направлению движения ленты. При стереофонической записи они, кроме того, должны располагаться на обеих дорожках записи по одной прямой.

3. Расположение дорожек и направления их записи должны соответствовать рис. 13-5 и 13-6.

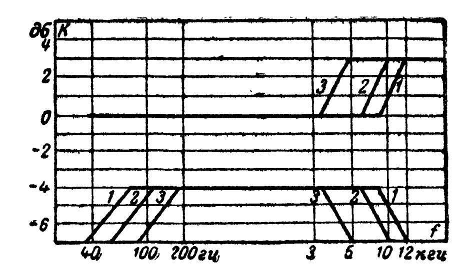


Рис. 13-11. После допусков частотных характеристик канала записи-воспроизведения.

1 — скорость 19 *см/сек*; *2* — скорость 9,5 *см/сек*; *3* — скорость 4,76 *см/сек*.

4. Чтобы выполнить требования стандарта по частотным характеристикам канала воспроизведения, усилитель магнитофона при воспроизведении должен обладать частотной характеристикой, соответствующей приведенным в табл. 13-2 для разных скоростей ленты. Эти характеристики рассчитаны в предположении, что в магнитофоне при воспроизведении используется идеальная магнитная головка, т. е. головка с очень узким рабочим зазором и без потерь энергии в сердечнике и окружающих его деталях головки.

Таблица 13-2

Относительный ход частотной характеристики усилителя воспроизведения, *дб*

Скорость ленты, *см/сек*	Постоянная времени коррекции, *мксек*	Частота, *гц* 50	100	500	1 000	4 000	10 000	15 000
19	70	+26	+20	+6	0	—6	—7,5	—7,5
9,5	140	+24	+18	+4	0	—3	—3	—3
4,75	280	—	+14	+3	0	—2	—2	—2

Фактические рабочие характеристики усилителя несколько отличаются от приведенных в табл. 13-2 из-за необходимости компенсировать неизбежные потери на высоких частотах в головке воспроизведения. Если учесть, что некоторый завал высоких частот в канале воспроизведения обычно допускается, то для определения рабочих характеристик усилителя достаточно характеристики, рассчитанные на идеальную головку, поднять на 6—8 *дб* на верхней рабочей частоте, сведя этот дополнительный подъем плавно на нет в сторону низких частот.

13-5. МАГНИТНАЯ ЛЕНТА

Отечественная магнитная лента для магнитофонов изготавливается трех типов: типа 1, 2 и 6. Лента типа 1 предназначена для записи при скорости 76 *см/сек*, т. е. для студийных магнитофонов. В магнитофонах широкого применения используются ленты типов 2 и 6 (последняя преимущественно при скоростях 9,5 и 4,75 *см/сек*).

Магнитная лента состоит из основы и нанесенного на нее с одной стороны рабочего слоя. У всех указанных лент основа изготовлена из ацетилцеллюлозы. Она негорюча. Ширина ленты 6,2—6,3 *мм*. Толщина ленты 55 *мк* (включая толщину рабочего слоя 15 *мк*). Рабочий слой ленты содержит очень мелкие (несколько микрон) ферромагнитные частицы. У ленты типа 1 — это так называемая «гамма-окись железа», а у ленты типа 2 — феррит кобальта. Форма частиц в обоих случаях сферическая. Рабочий слой ленты типа 6 содержит также гамма-окись железа, но частицы у нее имеют игольчатую форму.

Лента типа 6 в 1,5 раза чувствительнее ленты типа 2. При максимальном уровне записи коэффициент нелинейных искажений при записи на ленте типа 2 равен 3%, а на ленте типа 6 примерно 2%. Частотная характеристика записи, особенно на малых скоростях, у ленты типа 6 лучше, чем у ленты типа 2. По шуму в паузе все ленты примерно одинаковы, однако лента типа 6 требует более точной симметрии формы тока подмагничивания.

Отечественные ленты типов 1 и 2 соответственно близки по своим свойствам лентам типов С и СН, которые изготавливаются в ГДР.

Маркировка и намотка ленты. На нерабочей стороне ленты, через определенные интервалы проставляются индекс завода-изготовителя, тип ленты и шестизначное число (например, 61 1206), первые две цифры которого означают год выпуска, а остальные номер полива. Ленты одного полива могут считаться близкими по своему качеству. Лента выпускается намотанной на металлические сердечники и на катушки. Для магнитофонов широкого применения нужна лента на катуш-

ках (лента на сердечнике должна быть перемотана на катушку).

Катушки изготавливаются шести размеров. Каждому размеру присваивается номер, выражающий округленное значение наружного диаметра катушки в сантиметрах. Чертеж катушки и размеры катушек приведены на рис. 13-12. В табл. 13-3 указана вместимость катушек и длительность записи одной дорожки, которую можно получить при полной катушке ленты и скорости 19,05 *см/сек.*

Таблица 13-3

Вместимость стандартных катушек и продолжительность записи одной дорожки при полной катушке ленты толщиной 55 *мк* и скорости 19,05 *см/сек*

Номер катушки	Вместимость (количество ленты), *м*	Продолжительность записи, *мин*
7,5	50	4,5
10	100	9
13	180	16
15	250	22
18	350	32
22	500	44

Склейка ленты. Для склейки оборвавшейся ленты применяют специальный клей, состоящий из уксусной кислоты (23,5 *см*³), ацетона (63,5 *см*³) и бутилацетата (13 *см*³). Концы ленты надо аккуратно обрезать ножницами, слегка смазать их клеем, сложить (совместив края ленты) и на некоторое время сжать пальцами. Чтобы при воспроизведении на месте склейки не прослушивался щелчок, ножницы должны быть хорошо размагничены. Соединять концы ленты можно и липким пластырем, накладывая узкую полоску его на нерабочую сторону соединенных встык концов ленты.

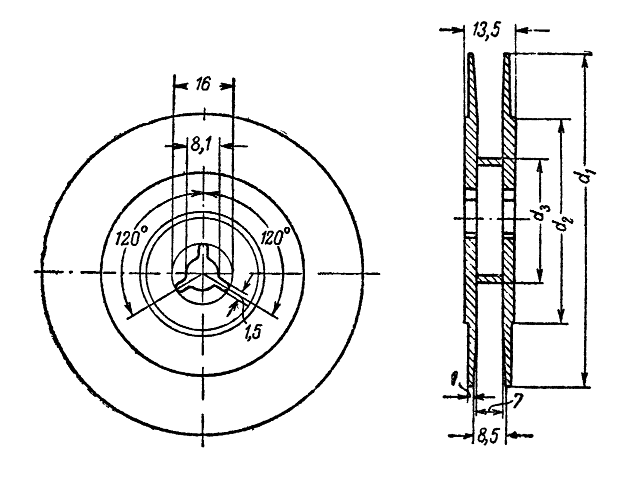


Рис. 13-12. Катушка для намотки магнитной ленты.

Номер катушки	Размеры, *мм*			Номер катушки	Размеры, *мм*		
	d_1	d_2	d_3		d_1	d_2	d_3
7,5	75	75	34	18	178	90	60
10	100	90	34	22	220	90	70
13	127	90	45	25	250	90	70
15	147	90	60				

Ракордная лента. В начале и конце к ленте с записью подклеивается специальная цветная лента, называемая ракордной. Она изготавливается из того же материала, что и основа магнитной ленты, но в отличие от последней делается толще и прочнее. Ракордная лента предохраняет магнитную ленту от повреждений при пуске лентопротяжного механизма магнитофона, когда неизбежно возникает толчок, и позволяет установиться нормальной скорости к началу прохождения магнитной ленты. На ракордной ленте пишется название записи.

Хранение ленты. Ленты следует хранить при обычной комнатной температуре. Для них очень вредно продолжительное воздействие температуры свыше 30° С, поэтому их нельзя хранить около отопительных приборов и держать на солнце. От высокой температуры основа ленты высыхает, делается хрупкой и рвется. Высохшую ленту можно несколько улучшить, слегка смочив водой торцы рулона за 10—15 *мин* до использования ленты.

Во избежание коробления нельзя хранить ленту в сыром помещении. Ленты с записью надо оберегать от воздействия сильных магнитных полей (от мощных трансформаторов, электродвигателей и др.). Нельзя, например, класть ленту на динамический микрофон или громкоговоритель.

Для хранения лента должна быть намотана на катушку плотно и ровно, чтобы исключить смятия и разрывы выступающих краев.

13-6. МАГНИТНЫЕ ГОЛОВКИ

Большинство магнитных головок имеет кольцевую конструкцию (рис. 13-13). Сердечник (из материала с большой магнитной проницаемостью) состоит из двух полуколец с рабочим и дополнительным зазорами. Магнитная лента касается сердечника головки со стороны рабочего зазора. Чтобы фиксировать ширину рабочего зазора, его заполняют прокладкой из немагнитного материала (чаще всего из фосфористой бронзы). Дополнительный зазор оставляют воздушным.

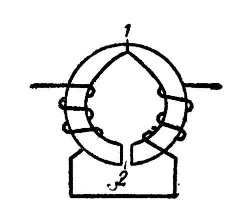


Рис. 13-13. Кольцевая магнитная головка.

1 — прокладка рабочего зазора; *2* — дополнительный зазор.

Размеры зазоров устанавливают в зависимости от назначения головки и скорости ленты, при которой работает головка. Стирающая головка имеет наиболее широкий рабочий зазор (0,1—0,2 *мм*), позволяющий получить плавноспадающее в направлении движения ленты размагничивающее поле. У головок записи, воспроизведения и универсальной ширина рабочего зазора несколько микрон. Дополнительный зазор в 100—150 *мк* имеют универсальная головка и головка записи. Он предназначен для ослабления остаточной намагниченности сердечника головки при прохождении через ее обмотку импульса тока во время включения или при случайном увеличении тока во время записи.

Сердечник из отожженных пластин пермаллоя толщиной 0,03—0,25 *мм* склеивается эпоксидным клеем или клеем БФ-4. Форма пластин может быть различна (три из них показаны на рис. 13-14). Для уменьшения потерь

энергии на нагревание сердечника стирающей головки, работающей при наиболее сильном магнитном поле, его делают иногда из феррита. С той же целью рабочий зазор стирающей головки заполняют не бронзой, а слюдой. Ширина сердечника головок берется равной ширине дорожки записи, т. е. 2,5 *мм* для двухдорожечной и 1 *мм* для четырехдорожечной фонограммы. У стирающих головок она увеличивается соответственно до 3 и 1,2 *мм* с тем, чтобы не оставалось нестертой дорожки записи из-за неизбежных перемещений ленты вниз и вверх во время ее движения.

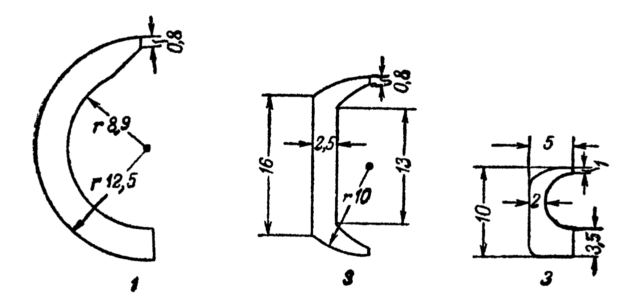


Рис. 13-14. Три наиболее употребительные формы пластин сердечника магнитной головки.

Обмотку наматывают или непосредственно на сердечник поверх изолирующего слоя лакоткани или на катушку, которую надевают потом на сердечник. Некоторые головки имеют две обмотки (по одной на каждой половине сердечника), соединенные последовательно. Такие головки менее чувствительны к помехам от внешних источников магнитных полей, что существенно при воспроизведении. В зависимости от общего количества витков обмотки, головки условно разделяются на низкоомные (до 600—700 витков) и высокоомные. В магнитофонах широкого применения применяются, как правило, высокоомные универсальные и низкоомные стирающие головки. В этих же магнитофонах, кроме головок кольцевой конструкции, используют головки другой, более простой конструкции, показанной на рис. 13-15.

Ширина рабочего зазора l в универсальных головках выбирается в зависимости от скорости ленты v и верхней частоты рабочего диапазона $f_в$:

$$l = 0,4\frac{v}{f_в}.$$

Например, при $v = 190,5$ *мм/сек* и $f_в = 10\,000$ *гц*

$$l = 0,4\frac{190,5}{10\,000} = 0,0076\,мм \approx 8\,мк.$$

Если рабочий зазор увеличить, то высокие частоты завалятся, уменьшение же зазора по сравнению с расчетным приведет к понижению чувствительности головки. При раздельных головках для записи и воспроизведения размер рабочего зазора, определяемый по приведенной выше формуле, относится к головке воспроизведения, а зазор записывающей головки выбирается больше примерно на 50%.

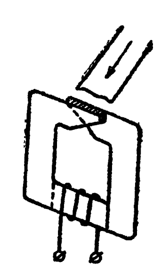


Рис. 13-15. Сердечник простой (в изготовлении) магнитной головки.

Рабочий зазор головок должен быть прямолинейным. Образующие его торцы сердечника необходимо отлично отшлифовать. Искривление зазора и неровность его краев ухудшает частотную характеристику записи и воспроизведения на высоких частотах. Другими причинами такого ухудшения могут быть потери энергии в сердечнике головки и неплотное прилегание к сердечнику магнитной ленты. В записывающих и стирающих головках потери в сердечниках, кроме того, увеличивают потребляемый высокочастотный ток стирания и подмагничивания. Для уменьшения потерь сердечник набирают из тонких пластин (50—250 *мк*), изготовленных из специальных сплавов (79НМА, 80НХС, 50НХС).

Таблица 13-4

Данные магнитных головок в отечественных магнитофонах широкого применения

Головка	Сердечник: ширина рабочего зазора, *мк*	Сердечник: ширина дополнительного зазора, *мм*	Обмотка (число витков и марка провода)	Индуктивность, *мгн*	Ток стирания, *ма*
Универсальная от магнитофонов «Днепр 9» и «Днепр 10»	8	0,1	2×1 500 ПЭЛ 0,1	1000	—
Стирающая от магнитофонов «Днепр-9» и «Днепр-10»	120	—	2×100 ПЭЛ 0,31	10	45
Универсальная от магнитофона «Днепр-11»	8	0,1	2 600 ПЭЛ 0,05	800	—
Стирающая от магнитофона «Днепр-11»	100	—	100 ПЭЛ 0,31	4,8	220
Универсальная от магнитофонов «Спаллис» и «Гинтарас»	10	0,1	2×1 500 ПЭЛ 0,08	750	—
Стирающая от магнитофонов «Спаллис» и «Гинтарас»	100	—	2×200 ПЭЛ 0,2	10	35
Универсальная от магнитофона «Мелодия»	8	0,1—0,15	2 550 ПЭЛ 0,05	—	—
Стирающая от магнитофона «Мелодия»	200	—	400 ПЭЛ 0,15	—	40
Универсальная от магнитофона «Яуза-5»	8	0,1	2×2 500 ПЭЛ 0,05	—	—
Стирающая от магнитофона «Яуза-5»	200	—	300 ПЭВ 0,12	—	30
Универсальная от магнитофона «Астра»	—	—	4 000 ПЭЛ 0,05	—	—
Стирающая от магнитофона «Астра»	—	—	420 ПЭЛ 0,18	—	40

13—2676

Улучшить контакт между лентой и головкой можно тщательной шлифовкой сердечника, применением ленты типа 6, имеющей наиболее ровную рабочую поверхность, а также увеличением натяжения ленты или прижимом ее к головке специальной фетровой подушкой.

При раздельных головках записи и воспроизведения непараллельность их рабочих зазоров вызывает дополнительные потери при воспроизведении высоких частот. Перекос всего в 0,1° при скорости ленты 190,5 *мм/сек* создает потери 8 *дб* на частоте 10 000 *гц*. Чтобы свести к минимуму непараллельность рабочих зазоров головок, крепление их в лентопротяжном механизме осуществляется с помощью устройств, позволяющих в некоторых пределах регулировать наклон зазора по отношению к направлению движения ленты.

Для того чтобы не возникло ухудшение частотной характеристики при воспроизведении записи на другом магнитофоне из-за различных положений рабочих зазоров головок относительно направления движения ленты, наклон рабочего зазора устанавливается равным 90°. Установка правильного положения головки производится по специальной записи, содержащейся в измерительной ленте. Воспроизводя ее, регулируют наклон головки так, чтобы напряжение на выходе магнитофона было максимально.

В табл. 13-4 приведены некоторые данные магнитных головок, используемых в магнитофонах широкого применения.

13-7. ЭЛЕКТРОННАЯ ЧАСТЬ МАГНИТОФОНА

Электронная часть или, как говорят, электроника разных магнитофонов широкого применения, имея чаще всего одну и ту же блок-схему (рис. 13-2), различается своими принципиальными схемами, использованием ламп или транзисторов, способами частотной коррекции, наконец, выходной мощностью. Общее в электронике этих магнитофонов то, что она содержит, как правило, универсальный усилитель, генератор высокой частоты, индикатор уровня и питающее устройство.

Универсальный усилитель. Отличительные особенности универсального усилителя магнитофона заключаются в следующем.

1. Выходная мощность усилителя должна обеспечить нормальную работу громкоговорителей магнитофона при воспроизведении и при контроле в процессе записи. Обычно эта мощность равна 1—3 *вт*. При желании получить большую громкость воспроизведения используют дополнительные внешние усилители и агрегаты из нескольких громкоговорителей. Следует учитывать, что, как правило, магнитофоны широкого применения имеют небольшие размеры, облегчающие их переноску, а акустические свойства ящика магнитофона мало благоприятны для высококачественного и достаточно громкого воспроизведения. Поэтому повышать номинальную мощность усилителя магнитофона более 3 *вт* нецелесообразно.

2. Чувствительность усилителя должна обеспечивать получение номинальной выходной мощности при минимальной э.д.с. магнитной головки 150—250 *мкв*, которую она развивает при воспроизведении сигналов самых низких частот рабочего диапазона. При такой высокой чувствительности усилитель должен быть надежно защищен от внешних помех и обладать минимальными собственными шумами.

3. При записи и воспроизведении частотная характеристика усилителя должна соответствовать рассмотренной в § 13-3. Если магнитофон рассчитан на две или большее число скоростей ленты, то в нем должен быть переключатель, изменяющий частотную характеристику усилителя при записи и при воспроизведении в зависимости от скорости. Для получения необходимой характеристики чаще всего применяют схему с частотно-зависимой обратной связью.

Борьба с помехами в усилителе. В универсальном усилителе помехи возникают на различных участках схемы. Однако наиболее существенны помехи в первом каскаде, так как они усиливаются последующими каскадами. Помехи могут быть из-за пульсаций питающих напряжений, электрических наводок с электродвигателя, электромагнита, трансформатора питания и неудачного монтажа. Все они ощущаются на слух как гудение громкоговорителя, известное под названием фона переменного тока. Помехой является также собственный шум лампы или транзистора входного каскада, прослушиваемый как шорох и шипение.

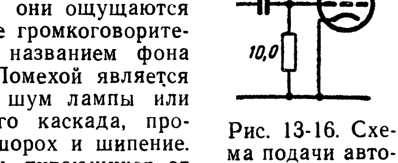


Рис. 13-16. Схема подачи автоматического сеточного смещения от сеточного тока.

В магнитофонах, питающихся от сети переменного тока, анодное напряжение должно быть хорошо сглажено. В первом каскаде следует, кроме того, применить анодный развязывающий фильтр из конденсатора емкостью 30—50 *мкф* и резистора сопротивлением 100—150 *ком*. Накал лампы первого каскада лучше всего производить от низковольтного полупроводникового выпрямителя. При питании накала переменным током один из концов нити (выбирается практически) заземляется. Иногда заземляют ползунок потенциометра, включенного параллельно нити накала (лучшее положение ползунка подбирается практически).

При питании накала входной лампы переменным током возможен термоэмиссионный пульсирующий ток с нити накала через тело подогревателя на катод лампы. Этот ток, проходя через сопротивление автоматического смещения (если оно не блокировано конденсатором очень большой емкости) создает на нем пульсирующее напряжение помехи, приложенное между сеткой и катодом лампы. Чтобы исключить эту помеху, применяют иногда автоматическое смещение не от анодного, а от сеточного тока (рис. 13-16). Сопротивление утечки сетки выбирается при этом очень большим (до 10 *Мом*). В первом каскаде универсального усилителя напряжение сигнала столь мало, что небольшое напряжение смещения, образующееся на этом резисторе от сеточного тока, оказывается вполне достаточным.

Провода накала, подходящие к контактам ламповой панельки, при всех схемах питания накала надо обязательно перевивать между собой. Ни в коем случае нельзя пользоваться шасси усилителя, как одним из проводов накала.

Так как различные экземпляры ламп неодинаково чувствительны к пульсациям питающих напряжений, лампу для первого каскада надо подобрать по минимуму фона.

Электрические наводки наиболее опасны на цепь управляющей сетки лампы входного каскада усилителя, т. е. на провода, идущие от сетки лампы и от заземляемой шины к магнитной головке, на детали, включенные в эту цепь, и на саму магнитную головку. Чтобы ослабить помеху, магнитную головку заключают в экран из пермаллоя, а соединительные провода помещают в заземленную металлическую оплетку. Оба входных провода следует перевить перед тем, как надеть на них экранную оплетку. Эти провода должны быть как можно короче.

Помеху из-за электрических наводок можно уменьшить, удалив (по возможности) от входа усилителя трансформатор питания, электродвигатель и другие источники помех, а также наилучшим образом сориентировав их в пространстве. Иногда помеху удается уменьшить, сфазировав источники помех, т. е. подобрав такую комбинацию подключения к ним проводов, при которой электромагнитные поля отдельных источников частично или полностью компенсируют друг друга.

В магнитофоне «Днепр-11» применена так называемая антифонная катушка, имеющая несколько сотен витков. Она включена последовательно с обмоткой магнитной головки и ее положение подбирается так, чтобы э.д.с. помехи, возникающие в ней и в магнитной головке, скомпенсировали друг друга. Такой способ борьбы с помехами не отличается, однако, стабильностью.

В случае неудачного монтажа помехи в универсальном усилителе могут возрасти. Кратчайшие соединения должны быть не только между магнитной головой и входной лампой, но и между всеми деталями первого и второго каскадов усилителя. Очень важно соблюсти порядок в соединениях с заземляемой шиной. В качестве последней надо применять медный провод диаметром 1—1,5 *мм* (его нельзя заменить соединениями деталей с шасси усилителя). Заземляемую шину и отрицательные полюса электролитических конденсаторов следует изолировать от шасси. В каждом каскаде нужно соединить в одной нулевой точке монтажа резистор утечки сетки, резистор и конденсатор сеточного смещения, отрицательный полюс конденсатора анодной развязки. Нулевые точки всех каскадов отдельными заземляемыми шинами сводятся в общую нулевую точку на выходном конденсаторе фильтра анодного выпрямителя. Там же заземляющая шина соединяется с шасси усилителя.

Что касается шума лампы или транзистора входного каскада усилителя, то он зависит от типа лампы или транзистора и от режима их питания. Сравнительно малые шумы имеют лампы типов 6Н3П, 6Ж1П, 6Ж32П (последняя специально предназначена для использования в первых каскадах звукозаписывающей и звуковоспроизводящей аппаратуры) и транзистор типа П13Б, особенно когда они работают при пониженном напряжении на аноде и на коллекторе.

Генератор высокой частоты. Для стирания старой записи и подмагничивания ленты при новой записи используется генератор мощностью 2—5 *вт* (в зависимости от типа магнитных головок) с частотой колебаний 40—60 *кгц*. В отличие от других генераторов никаких особых требований по стабильности частоты и строгой синусоидальности колебаний не предъявляется к такому генератору. Если магнитофон питается от сети переменного тока, то несуществен и к. п. д. генератора. Однако необходимо, чтобы колебания были симметричны, так как несимметричность их приводит к увеличению шума в записи. Так как несимметричность колебаний может быть вызвана лишь наличием четных гармоник, то наилучшим для магнитофона является схема двухтактного генератора, свободного от четных гармоник.

Генератор не должен давать большого излучения, так как это создает помехи радиоприему и может оказывать вредное воздействие на усилитель магнитофона. Поэтому его стараются монтировать возможно компактнее, катушку контура наматывают на замкнутом сердечнике, головку стирания и подходящие к ней провода экранируют.

Генераторы магнитофонов выполняются по обычным широко известным схемам генераторов с независимым возбуждением. Чаще всего используют схемы с индуктивной и автотрансформаторной обратной связью. На рис. 13-17 показана одна из таких схем на лампе 6Н1П или 6Н8С. Катушка контура намотана на четырехсекционном каркасе из текстолита или электрокартона и помещена в карбонильный сердечник СБ-4а. Конденсатор C_3 подбирают по максимуму напряжения на головке стирания *ГС*. Подстроечным конденсатором C_4 регулируют ток подмагничивания через универсальную или записывающую головку *ГЗ*. Иногда для увеличения подмагничивания параллельно конденсатору C_4 включают еще конденсатор емкостью 20—50 *пф*.

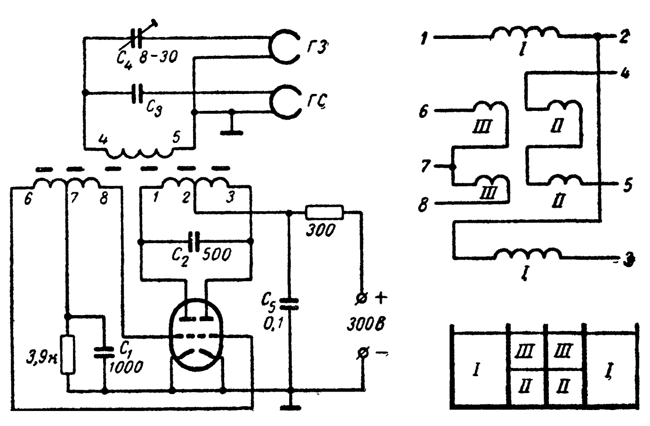


Рис. 13-17. Схема высокочастотного генератора, расположение обмоток катушки и схема соединения обмоток.

Обмотка *I* (индуктивность 7,75 *мгн*) с сердечником состоит из 2×220 витков провода ПЭЛ 0,15, обмотка *II* из 120 витков ПЭЛ 0,25 и обмотка *III* из 2×50 витков ПЭЛ 0,15

Индикатор уровня. Для контроля за уровнем записи, т. е. за намагничиванием магнитной ленты в процессе записи, в магнитофонах имеется индикатор уровня. Строго говоря, о намагничивании ленты можно судить только, воспроизведя ее, и поэтому для точного контроля уровня необходимы раздельные магнитные головки и раздельные усилители записи и воспроизведения. В магнитофонах широкого применения их нет и о намагничивании ленты судят косвенно, по напряжению на том выходе усилителя, куда включается магнитная головка при записи. Измерителем служит чаще всего электронно-световой индикатор настройки типа 6Е5С или 6Е1П с полупроводниковым выпрямителем в цепи сетки. В процессе записи следят за тем, чтобы затемненный сектор индикатора сходился только на самых громких звуках. Для регулировки и подбора чувствительности индикатора уровня на входе его включают потенциометр или делитель напряжения из двух резисторов. В магнитофонах с электроникой на транзисторах в качестве индикатора уровня часто применяют стрелочный прибор, например купроксный вольтметр.

Электроника на транзисторах. В виде примера электроники магнитофона на транзисторах на рис. 13-18 приведена принципиальная схема магнитофона «Весна». Предварительный усилитель собран на транзисторах T_1—T_4. На базу транзистора T_1 подается напряжение от универсальной головки *ГУ* при воспроизведении и от микрофона *М*, звукоснимателя *Зв* и трансляционной линии *Л* при записи. Частотная коррекция рассчитана на

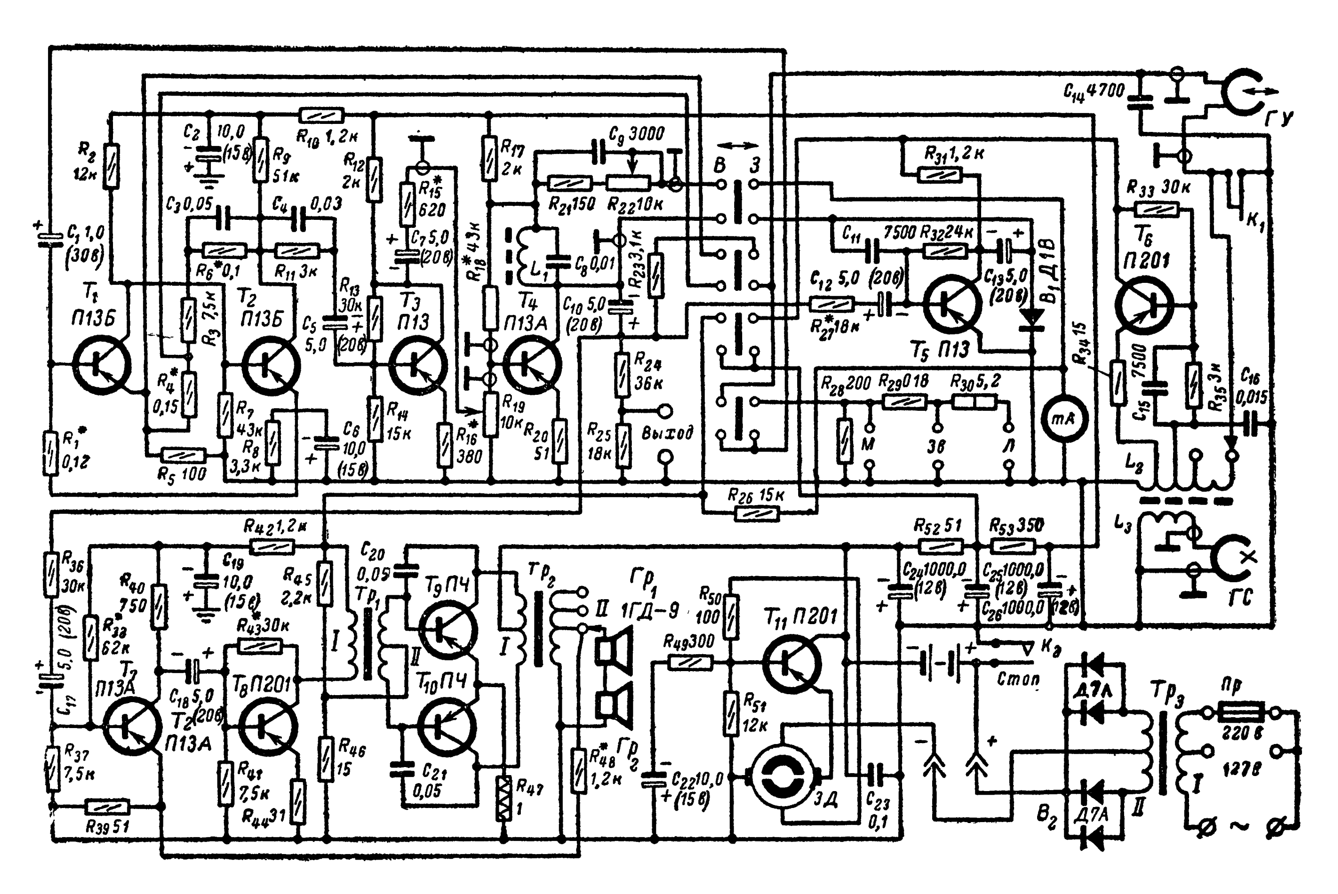


Рис. 13-18. Схема магнитофона «Весна».

скорость магнитной ленты 9,53 *см/сек* и осуществляется цепочками C_4R_{11} и C_3R_6, а также контуром L_1C_8. Потенциометр R_{19} служит регулятором уровня при записи и регулятором громкости при воспроизведении, а потенциометром R_{22}, который включается только при воспроизведении, регулируют тембр звука. С выхода предварительного усилителя (транзистор T_4) напряжение подается на магнитную головку (при записи), на оконечный усилитель и гнезда «Выход», служащие для включения контрольных головных телефонов, а также внешнего усилителя или другого магнитофона.

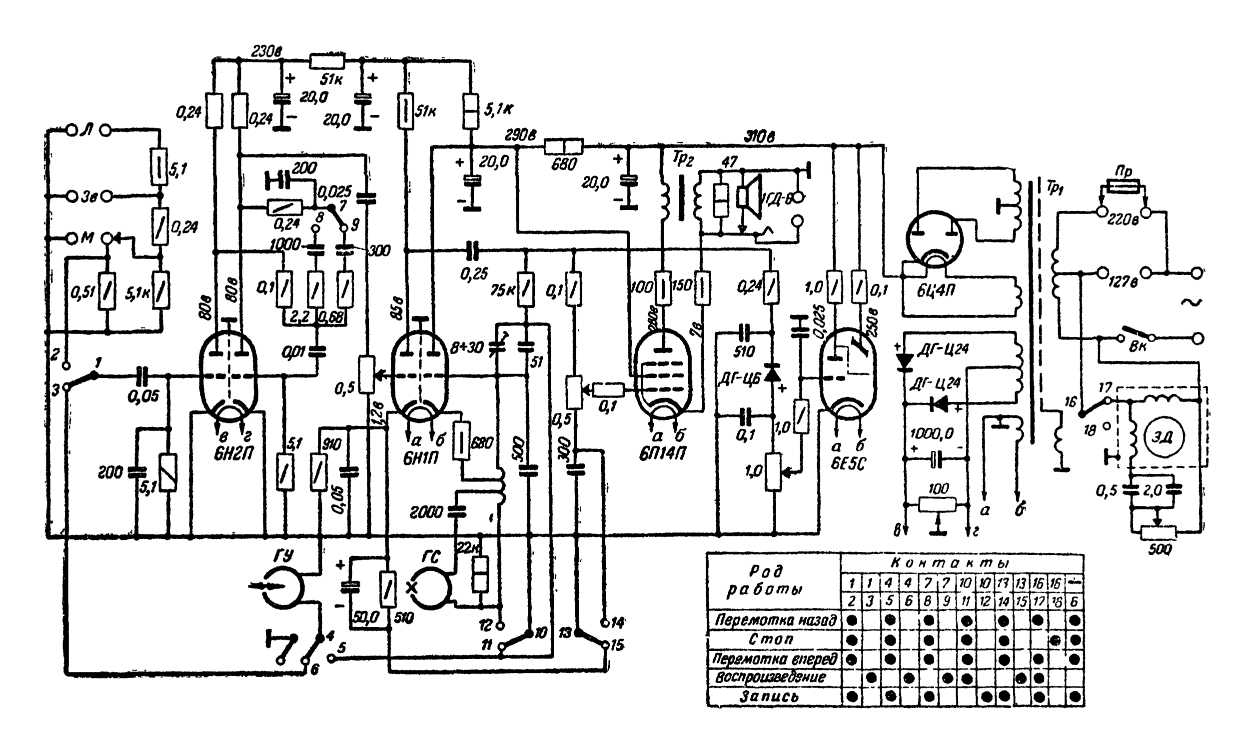
Оконечный усилитель на транзисторах T_7—T_{10} нагружен на два громкоговорителя. При записи этот усилитель выключается. Генератор на транзисторе T_6 возбуждает колебания с частотой 30 *кгц*. Индикатором уровня служит миллиамперметр *mA*, включенный через диод выпрямитель B_1 и усилитель индикатора на транзисторе T_5.

Трансформатор Tp_1 выполнен на сердечнике Ш-12×15. Обмотка *I* состоит из 600 витков провода ПЭВ 0,23, а обмотка *II* — из 2×200 витков ПЭВ 0,41. Трансформатор Tp_2 собран на сердечнике Ш-12×30. Обмотка *I* состоит 2×75 витков провода ПЭВ 0,41, а обмотка *II* — из 33+11+52 витка ПЭВ 0,64. Катушка L_1 состоит из 310 витков провода ПЭВ 0,61, катушка L_2 — из 40+60 витков ПЭВ 0,23 и 30+20 витков ПЭВ 0,14 и катушка L_3 — из 65 витков ПЭВ 0,23. Все эти катушки имеют стержневые ферритовые сердечники.

Электроника на лампах. В виде примера электроники магнитофона на лампах на рис. 13-19 приведена принципиальная схема магнитофона «Спалис». Она содержит четырехкаскадный усилитель, генератор, собранный на правом (по схеме) триоде лампы 6Н1П, индикатор уровня и выпрямитель. Переключатель рода работ показан на схеме в положении, соответствующем режиму «Воспроизведение».

Первый и второй каскады работают с автоматическим сеточным смещением от сеточного тока. Это позволяет обойтись без сопротивления и больших емкостей в цепях катода. Частотная коррекция в усилителе рассчитана для скорости ленты 9,53 *см/сек*. При воспроизведении она осуществляется частотно-зависимой обратной связью с анода на сетку лампы второго каскада через конденсатор емкостью 300 *пф* и резистор сопротивлением 0,68 *Мом*. На входе третьего каскада включен регулятор громкости, а на входе четвертого — регулятор тембра. Четвертый каскад для снижения в нем нелинейных искажений охвачен отрицательной обратной связью. Для уменьшения фона накал первой лампы (6Н2П) производится выпрямленным током.

При записи на вход усилителя поступает напряжение от микрофона *М*, звукоснимателя *Зв*, трансляционной линии *Л* или радиоприемника. Действие обратной связи во втором каскаде значительно ослабляет-



Род работы	Контакты												
	1–2	1–3	4–5	4–6	7–8	7–9	10–11	10–12	13–14	13–15	16–17	16–18	⏚–6
Перемотка назад	●		●		●		●		●		●		●
Стоп	●		●		●		●		●			●	●
Перемотка вперед	●		●		●		●		●		●		●
Воспроизведение		●		●		●	●			●	●		
Запись	●		●		●			●	●		●		●

Рис. 13-19. Схема магнитофона «Спалис».

ся при записи в результате увеличения сопротивления резистора (через который подается обратная связь) с 0,68 до 2,2 *Мом* (путем переключения) и ограничивается в этом режиме работы лишь небольшим подъемом на низких частотах. Зато в третьем каскаде в цепи катода лампы остается только резистор сопротивлением 910 *ом*, шунтированный конденсатором небольшой емкости (0,05 *мкф*) и это создает подъем усиления на высоких частотах, необходимый при записи. Универсальная головка *ГУ* подключается через ограничительный резистор сопротивлением 75 *ком* к выходу третьего каскада. При этом включается питание на лампу генератора. Регулятор тембра через контакты *13—14* заземляется и начинает работать как регулятор громкости контрольного прослушивания во время записи.

Выходной трансформатор $Тр_2$ выполнен на сердечнике Ш-17×25, собранном встык. Первичная обмотка состоит из 3 000 витков провода ПЭЛ 0,12, а вторичная — из 100 витков ПЭЛ 0,72. Катушка генератора содержит 300+400+500 витков провода ПЭЛ 0,33.

13-8. ЛЕНТОПРОТЯЖНЫЕ МЕХАНИЗМЫ

Лентопротяжные механизмы магнитофонов весьма различны по кинематическим схемам и конструкции. Так, например, в студийных магнитофонах чаще всего применяют механизмы с тремя электродвигателями: ведущим и двумя боковыми. Известны магнитофоны с ведущим и одним боковым электродвигателями, причем последний через передачи связан с обеими катушками ленты (подающей и приемной). В магнитофонах широкого применения наибольшее распространение получили лентопротяжные механизмы с одним электродвигателем. Одна из возможных кинематических схем такого механизма приведена на рис. 13-4.

Важной частью механизма является фрикцион (правый и левый). На рис. 13-20 показано его принципиальное устройство. Верхняя, свободно вращающаяся часть фрикциона имеет ось, на которую надевается катушка с лентой. Чтобы катушка не проворачивалась, в ось вставлена шпонка, заходящая в паз отверстия катушки (рис. 13-12). Нижняя часть фрикциона, также

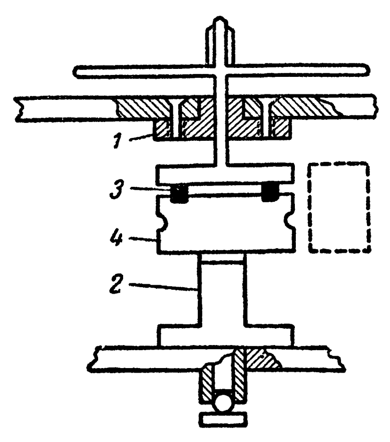


Рис. 13-20. Фрикцион.

1 — верхний подшипник; *2* — нижний подшипник; *3*—фетровое кольцо; *4*—текстолитовый шлиф.

свободно вращающаяся, представляет собой текстолитовый шкив, связанный резиновым ремнем с электродвигателем. Между верхней и нижней частями фрикциона проложено суконное или фетровое кольцо. Для него в текстолитовом шкиве сделана выточка. Вес катушки с лентой и верхней части фрикциона прижимает верхнюю часть к суконному кольцу и сцепляет ее с вращающейся нижней частью. Иногда для регулировки сцепления в конструкции предусматривают дополнительную пружину.

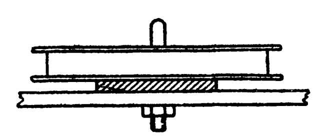


Рис. 13-21. Простейший подающий узел.

Для ускоренной перемотки надо значительно увеличить сцепление между обеими частями фрикциона. Для этого существует несколько способов. Можно, например, подвести сбоку обрезиненный, свободно вращающийся ролик (на рис. 13-20 он показан пунктиром) или рычагом нажать снизу вверх на ось фрикциона. В некоторых механизмах фрикционы делают частью электромагнитной муфты. При прохождении через ее обмотку тока обе части фрикциона, изготавливаемые из ферромагнитного материала, притягиваются друг к другу и увеличивают сцепление.

Укажем на способ изготовления самых простых фрикционов.

Фрикцион подающей катушки можно заменить шпилькой диаметром 8 *мм*, неподвижно укрепляемой на плате механизма, на которую надевается сначала фетровый диск, а затем катушка с лентой (рис. 13-21). Трение, возникающее между фетром и платой при вращении катушки, создает необходимое натяжение ленты.

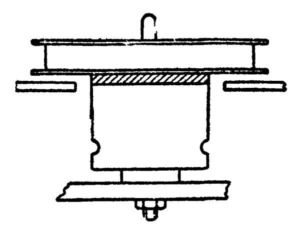


Рис. 13-22. Простейший приемный узел.

Фрикцион приемной катушки (рис. 13-22) можно изготовить в виде текстолитового шкива, свободно вращающегося на неподвижной оси. Сверху на ось надевается фетровый диск и затем катушка с лентой. Диаметр канавки шкива выбирается таким, чтобы скорость вращения катушки была достаточна для приема всей ленты, прошедшей ведущий узел.

Наиболее трудно это условие выполняется в начале намотки ленты, когда диаметр рулона ленты мал. Пусть, например, в механизме используются катушки № 13 с диаметром внутренней части $D_{мин}=45$ *мм* (рис. 13-12), а скорость ленты $v=95{,}3$ *мм/сек*. Для успешного приема ленты надо выбрать линейную скорость вращения при минимальном диаметре намотки (45 *мм*) на 50% больше скорости ленты. Это соответствует угловой скорости шкива

$$\omega = \frac{1{,}5v}{\pi D_{мин}} = \frac{1{,}5 \cdot 95{,}3}{3{,}14 \cdot 45} \approx 1 \text{ об/сек}.$$

Отсюда можно рассчитать диаметры канавки на шкиве фрикциона и на шкиве, посаженном на ось электродвигателя.

Подобные простейшие фрикционы не позволяют осуществлять ускоренную перемотку ленты и их можно рекомендовать лишь для первых опытов по конструированию магнитофонов.

Ведущий узел в самодельных любительских магнитофонах лучше строить с ременной передачей (рис. 13-23, *а*). В магнитофонах заводского изготовления применяются также передачи вращения при помощи обрезиненного промежуточного (паразитного) ролика (рис. 13-23, *б*).

В зависимости от назначения магнитофона лентопротяжные механизмы строятся на одну, две и даже три рабочие скорости. Как правило, все они имеют ускоренную перемотку ленты в обоих направлениях, а некоторые из них два направления движения ленты при записи и воспроизведении. Для более оперативного управления магнитофоном иногда предусматривают в механизме кнопку быстрой остановки и пуска ленты. Она позволяет, например, исключать из записи аплодисменты после каждого номера записываемой программы.

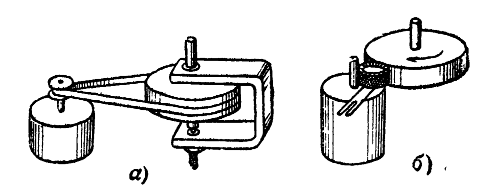


Рис. 13-23. Ведущий узел с механической передачей.

а — передача бесконечным ремнем; *б* — передача промежуточным роликом.

Наиболее комфортабельные магнитофоны имеют устройство для дистанционного управления лентопротяжным механизмом с помощью электромагнитов. Чаще всего дистанционно производится только включение механизма и остановка движения ленты. Если магнитофон используется как диктофон (аппарат для записи речи с целью ее последующей буквенной перезаписи от руки или на пишущей машинке), то необходимо еще предусмотреть дистанционное включение реверса, т. е. обратного движения ленты, для того чтобы можно было повторить непонятную фразу.

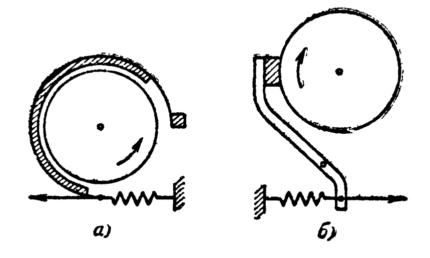


Рис. 13-24. Тормозное устройство.

а — ленточный тормоз; *б* — колодочный тормоз; стрелкой показано направление сильного торможения.

Для торможения ленты применяют тормозные устройства, действующие только в одном направлении. На оси вращения подающей и приемной катушек устанавливают тормозные шкивы (из алюминия или текстолита). Во время торможения к тормозному шкиву прижимается тормозная лента (рис. 13-24, *а*) или тормозная колодка (рис. 13-24, *б*). Тормоза правой и левой кату-

Таблица 13-5

Данные электродвигателей для магнитофонов широкого применения

Тип электродвигателя, в каком магнитофоне применяется	Система	Напряжение питания, *в*	Потребляемая мощность, *вт*	Скорость вращения, *об/мин*	Мощность на валу, *вт*	Емкость внешнего конденсатора, *мкф*	Внешнее сопротивление, *ом*
ДВА-У4 «Днепр-5», «Днепр-9» и «Днепр-10»	Асинхронный	220	37	610	6	1,25	500
ДВС-У1, «Днепр-11»	Синхронно-реактивный	220	78	1 500	15	2,5	500
КД-2, «Спалис»	Асинхронный	127	33	1 440	7	2,5	250—500
АД-5, «Яуза-5»	Асинхронный	127	35	1 440	7	2,5	250—500
ДАГ-1, «Эльфа-6»	Асинхронный с короткозамкнутой пусковой обмоткой	127 и 220	14	1 200	2	—	—

шек должны быть устроены по-разному, так чтобы направление сильного торможения совпадало с направлением вращения катушки, когда с нее при ускоренной перемотке сматывается лента. В любительских магнитофонах со скоростью ленты 9,53 *см/сек* и ниже и при малых катушках с лентой тормоза можно не делать.

В табл. 13-5 приведены основные данные электродвигателей, которые применяются в одномоторных лентопротяжных механизмах магнитофонов широкого применения.

13-9. ИСПЫТАНИЯ МАГНИТОФОНА

Испытания магнитофона производятся после его сборки, ремонта, а также после длительной эксплуатации. В любительских условиях провести испытания во всем объеме не удается из-за отсутствия измерительного оборудования, поэтому здесь приводится описание лишь сокращенных и упрощенных испытаний.

Испытывать магнитофоны надо обязательно в следующем порядке: сначала испытывается лентопротяжный механизм, затем проверяется работа магнитофона при воспроизведении и в последнюю очередь работа его при записи.

Испытание лентопротяжного механизма. Сперва надо проверить, исправно ли работает механизм. Зарядив его полной катушкой хорошей ленты (не высохшей, не растянутой, не коробленой и желательно без склеек), проверяют движение ленты при записи, воспроизведении и при ускоренных перемотках. Лента должна двигаться равномерно, без толчков (последние можно ощутить, прикоснувшись к ленте пальцем). Она не должна перемещаться во время движения вверх и вниз по магнитным головкам более чем на 0,5 *мм*. Большее перемещение может быть вызвано неровной поверхностью прижимного ролика или ее непараллельностью ведущему валу, а также из-за неправильно установленных направляющих ленты. Лента не должна цеплять краями за борт катушек и подминаться на всем пути своего движения. Натяжение ленты около головок должно быть 40—60 *г*. Надо обратить внимание на качество намотки ленты на катушки и на то, как плавно лента тормозится при остановке. Добившись регулировкой исправной работы механизма, можно начать его испытание.

Для измерения средней скорости необходимо взять полную катушку размагниченной ленты и вмонтировать в нее два отрезка ленты (длиной по 1—2 *см*) с какой-либо записью. Первый отрезок вклеивают на расстоянии 3—4 *м* от начала ленты, а второй на расстоянии 22,86 *м* от первого. Расстояние между серединами отрезков надо измерить линейкой возможно более точно, не растягивая при этом ленту. Зарядив в магнитофон изготовленную таким путем контрольную ленту, включают его на воспроизведение и по секундомеру определяют интервал времени между звуковыми импульсами в моменты прохождения вклеек. При скорости 19,05 *см/сек* этот интервал должен быть 120 *сек*, при скорости 9,53 *см/сек* он должен быть 240 *сек* и т. д. Отклонение от указанных величин позволяет определить отклонение скорости от номинала. Например, если в магнитофоне с номинальной скоростью 19,05 *см/сек* измеренный интервал времени оказался 130 *сек*, то отклонение скорости равно $(120—130) \cdot 100/120 \approx —8,3\%$.

Среднюю скорость ленты нужно проверить для двух режимов работы лентопротяжного механизма, соответствующих началу и концу записи. Для этого катушку с контрольной лентой первый раз устанавливают как обычно, т. е. на левый (подающий), а второй раз на правый (принимающий) узел, отмотав 30—35 *м* ленты на левую катушку.

Причиной больших отклонений скорости могут быть проскальзывание во фрикционных передачах на ведущий узел, сильное торможение ленты со стороны подающего узла из-за неисправности тормоза, неисправность электродвигателя и плохой прижим к ведущему валу из-за выработки резины на прижимном ролике.

Для измерения коэффициента детонации нужно иметь третью часть измерительной ленты, которая содержит запись сигнала частотой 3 000 *гц*, выполненную на прецизионном магнитофоне практически без детонации. Измерения производятся специальным прибором — детонометром, включенным на выход магнитофона. Детонометр, представляющий собой измеритель коэффициента частотной модуляции, содержит ограничитель, частотный детектор и ламповый вольтметр. При отсут-

ствии детонометра определить детонацию можно лишь примерно на слух, воспроизводя измерительную ленту. Если нет и измерительной ленты, то надо достать запись рояля или запись колебания с частотой 3 000 *гц*, выполненную на заведомо хорошем магнитофоне, и прослушать ее.

Причиной повышенной детонации являются обычно биения вращающихся деталей лентопротяжного механизма (особенно ведущего вала), выработка резиновых поверхностей, повышенное натяжение ленты со стороны подающего узла и другие дефекты. Прислушиваясь во время воспроизведения, надо постараться на слух определить частоту детонации, т. е. частоту, с которой изменяется тональность звука, и найти в механизме деталь, вращающуюся с той же частотой. Ее неисправность и является обычно причиной детонации.

Испытания канала воспроизведения. Перед началом этого испытания магнитофон рекомендуется выключить и размагнитить. Размагничиванию подлежат магнитные головки и те наружные детали лентопротяжного механизма, с которыми соприкасается магнитная лента.

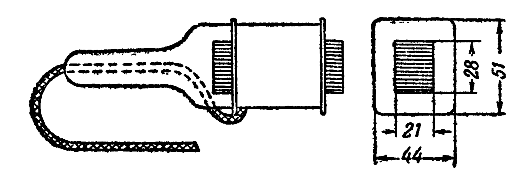


Рис. 13-25. Конструкция ручного размагничивающего электромагнита. Сердечник состоит из 60 стальных пластин толщиной 0,35 *мм*, а обмотка из 1 680 витков ПЭЛ 0,38 для напряжения электросети 220 *в* или из 840 витков ПЭЛ 0,47 для напряжения 110 *в*.

Конструкция и данные обмотки размагничивающего электромагнита приведены на рис. 13-25. Электромагнит включают в сеть переменного тока, постепенно подносят как можно ближе (но не обязательно до соприкосновения) к размагничиваемой детали и также плавно удаляют его на расстояние 0,5—1 *м*. Только после этого электромагнит выключают. Нельзя оставлять электромагнит включенным более чем на 1—1,5 *мин*, так как он перегревается. Необходимо следить, чтобы в поле электромагнита не оказались магнитная лента с нужной записью, а также ручные часы.

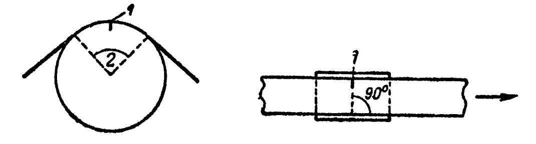


Рис. 13-26. Правильное расположение рабочего зазора магнитной головки.

1 — рабочий зазор; *2* — угол огибания головки лентой.

Для испытания канала воспроизведения нужно иметь измерительную ленту, соответствующую той скорости, при которой работает магнитофон, ламповый вольтметр типа МВЛ-2а или аналогичный ему и желательно осциллоскоп. Испытания начинают с проверки правильности установки воспроизводящей (универсальной) головки. Головка должна быть установлена по высоте в соответствии с расположением дорожек записи на рис. 13-5 и 13-6; ее рабочий зазор должен находиться в середине угла огибания головки лентой и под углом 90° к направлению движения ленты (рис. 13-26). Выполнение первых двух требований контролируется на глаз, путем осмотра положения головки. Что же касается угла наклона, то он регулируется в магнитофоне специальными винтами, изменяющими положение площадки, на которой крепится головка (рис. 13-27).

Чтобы установить правильное положение рабочего зазора, воспроизводят вторую часть измерительной ленты, содержащей в начале запись колебаний частотой 8 000 и 12 000 *гц*, и регулируют наклон головки так, чтобы выходное напряжение магнитофона было максимальным. Одновременно, наблюдая это напряжение на осциллоскопе, можно определить качество контакта ленты с головкой. Если контакт хороший, то амплитуда выходного напряжения магнитофона изменяется не более чем на 10—20%.

Причиной плохого контакта может быть недостаточное натяжение ленты около универсальной головки или слабый прижим ее к рабочей поверхности головки, а также неправильная установка последней. Значительное изменение амплитуды выходного напряжения может возникать также из-за периодических перемещений ленты вверх и вниз во время ее движения вследствие плохой регулировки направляющих ленты, выработки поверхности прижимного ролика или непостоянного натяжения ленты из-за возникновения где-либо по пути ее движения непредвиденного торможения.

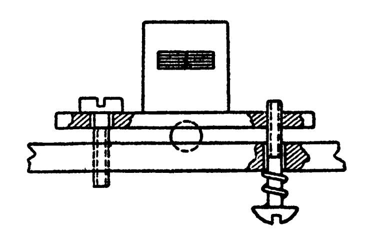


Рис. 13-27. Площадка для крепления магнитной головки.

Если измерительной ленты нет, то наклон рабочего зазора головки можно отрегулировать, воспроизводя заведомо хорошую музыкальную запись, произведенную на магнитофоне с правильно установленной головкой (например, на магнитофоне, изготовленном недавно на заводе). Меняя во время воспроизведения наклон рабочего зазора, надо выбрать такое положение головки, при котором лучше всего слышны высокие звуки. Регулятор тембра (если он имеется) надо установить при этом в положение, соответствующее максимальному усилению на высоких частотах.

Частотная характеристика канала воспроизведения определяется также по второй части измерительной ленты на линейном выходе магнитофона. Воспроизводя измерительную ленту и отсчитывая показания по ламповому вольтметру, снимают частотную характеристику, которая должна удовлетворять требованиям ГОСТ (рис. 13-10). Если частотная характеристика канала воспроизведения неудовлетворительна, то надо проверить частотную характеристику усилителя. Для этого, остановив и сняв измерительную ленту с магнитофона, на вход усилителя подают напряжение от звукового генератора через делитель R_1 R_2 (рис. 13-28), который надо впаивать непосредственно около головки. Поддерживая напряжение генератора неизменным, изменяют его частоту и снимают характеристику усилителя (зависимость выходного напряжения усилителя от частоты). Эта характеристика должна соответствовать данным, приведенным в § 13-4. Коррекция производится преду-

смотренными для этого элементами схемы усилителя.

Причиной плохой частотной характеристики канала воспроизведения чаще всего является не усилитель, а магнитная головка. При работе магнитофона она изнашивается и ее рабочий зазор несколько увеличивается. Изношенную головку заменяют новой, положение которой тщательно регулируют.

При отсутствии измерительной ленты, когда нельзя проверить частотную характеристику канала воспроизведения, следует лишь установить правильную характе-

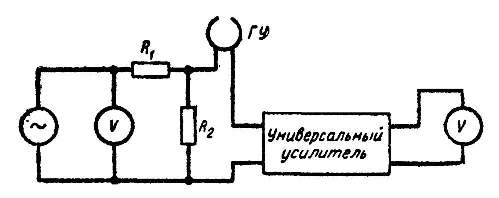


Рис. 13-28. Схема подачи напряжения при проверке усилителя воспроизведения.

ристику усилителя при воспроизведении, а о качестве головки можно судить, сравнивая звучание хорошей музыкальной записи на испытуемом и на другом, заведомо исправном магнитофоне.

Испытания канала записи-воспроизведения. Эти испытания начинают с проверки генератора высокой частоты. Включив магнитофон на запись (без установки ленты), измеряют частоту и ток через головку стирания.

Частоту генератора в магнитофоне измеряют с помощью осциллоскопа методом фигур Лиссажу. Для этого к зажимам горизонтальной развертки осциллоскопа подключают звуковой генератор с плавной настройкой, а с зажимами вертикальной развертки соединяют обмотку головки стирания (заземленные зажимы осциллоскопа, звукового генератора и заземленный конец обмотки стирающей головки должны быть соединены между собой). Частоту высокочастотного генератора можно регулировать, изменяя емкость конденсатора в его контуре.

Ток стирания измеряют ламповым вольтметром, подключив его параллельно резистору сопротивлением 10 *ом*, включенному на время измерения последовательно с головкой стирания в заземленный провод. Величина тока рассчитывается по закону Ома. Подключив затем к измерительному сопротивлению осциллоскоп, проверяют симметричность формы высокочастотного тока (обычно это синусоидальная форма). Если ток стирания мал, то надо проверить лампу генератора, режим ее работы и подстроить включенный последовательно с головкой конденсатор. Отсутствие колебаний или их неправильная форма бывают чаще всего вследствие пробоя между витками катушки контура или из-за неисправности лампы генератора.

Убедившись в исправности генератора проверяют качество стирания записей. Для этого лучше всего воспользоваться лентой со старыми ненужными записями с большим уровнем. Зарядив ленту в магнитофон, включают его на 2—3 *мин* на запись при закрытом регуляторе уровня. Перемотав после этого ленту, воспроизводят стертый участок записи при полностью открытом регуляторе громкости и определяют на слух качество стирания. Нормально старая запись должна еле прослушиваться и то лишь в отдельные моменты (в наиболее громких местах).

Причинами плохого стирания могут быть недостаточный ток через стирающую головку, загрязнение ее рабочей поверхности магнитным порошком, недостаточно плотный контакт между лентой и рабочей поверхностью головки, неправильная установка последней по высоте (сердечник головки не перекрывает полностью стираемую дорожку записи) и, наконец, неисправность головки (чаще всего от замыкания части витков ее обмотки).

Дальнейшие испытания канала записи-воспроизведения магнитофона сводятся к установке подмагничивания ленты, уровня записи и проверке частотной характеристики канала записи-воспроизведения.

Для установки нормального подмагничивания на линейный вход магнитофона от звукового генератора подают сигнал частотой 1 000 *гц*. Регулятором усиления устанавливают небольшой уровень записи так, чтобы затемненный сектор индикатора уровня еще не сошелся, а громкоговоритель звучал тихо. После этого производят подряд несколько записей при различных положениях подстроечного конденсатора, регулирующего ток подмагничивания, и запоминают эти положения. Потом при воспроизведении сравнивают записи между собой и определяют, при какой из них выходное напряжение магнитофона получилось наибольшим. Соответствующее этой записи подмагничивание и устанавливают в магнитофоне как номинальное. Если подмагничивание регулируется не подстроечным конденсатором, а, например, путем подсоединения к отводам от катушки генератора, то записи производят при подключении к разным отводам, выбирая потом то подключение, при котором выходное напряжение максимально.

В магнитофонах с двумя и тремя скоростями ленты подмагничивание подбирается на большей скорости. Так как номинальное подмагничивание зависит от типа ленты, то выбирать его следует для той ленты, на которую магнитофон рассчитан.

Установку уровня записи производят при подаче на линейный выход магнитофона от звукового генератора сигнала частотой 400 *гц* с некоторым напряжением $U_{вх1}$ (примерно 10—15 *в*). Регулятором усиления устанавливают индикатор на схождение затемненного сектора. Затем производят запись, перематывают ленту и воспроизводят записанное, измеряя выходное напряжение $U_{вых1}$ магнитофона при неизменном положении регулятора усиления. При том же положении регулятора воспроизводят первую часть измерительной ленты и измеряют соответствующее ей выходное напряжение $U_{вых2}$. Если $U_{вых1} = U_{вых2}$, то индикатор уровня настроен в магнитофоне правильно. Если же эти напряжения не одинаковы, то индикатор уровня необходимо настроить. Для этого входное напряжение магнитофона изменяют и устанавливают так, чтобы

$$U_{вх2} = U_{вх1} \frac{U_{вых2}}{U_{вых1}}.$$

При этом напряжении затемченный сектор индикатора уровня должен вновь сойтись. Настройка производится либо регулировкой потенциометра на входе схемы индикатора, либо подбором делителя напряжения в том же месте.

Частотная характеристика канала записи-воспроизведения измеряется следующим образом. На линейный вход магнитофона от звукового генератора подают сигнал частотой 400 *гц* и напряжением 1—2 *в*. Регулятор усиления устанавливают в такое положение, при котором изменение размера затемненного сектора индикатора уровня едва заметно. Поддерживая входное напряжение постоянным при неизменном положении регулятора усиления, производят запись ряда сигналов с

частотами, лежащими в пределах рабочего диапазона, например 40, 100, 200, 400, 2 000, 4 000, 6 000, 8 000, 10 000, 12 000 *гц*. Потом эту запись воспроизводят, измеряя напряжение на линейном выходе магнитофона и по результатам измерений строят частотную характеристику.

Если частотная характеристика канала записи-воспроизведения получилась неудовлетворительной, то надо проверить частотную характеристику усилителя в режиме записи. Для этого отпаивают провод, по которому от генератора высокой частоты подается в универсальную головку ток подмагничивания. Далее в заземленный провод, подходящий к универсальной головке, впаивают резистор сопротивлением 100 *ом* и подключают к нему параллельно ламповый вольтметр. Показания вольтметра будут пропорциональны току записи. После такой подготовки переключатель рода работ магнитофона устанавливают в положение записи и снимают частотную характеристику усилителя как зависимость тока записи от частоты. Входное напряжение и положение регулятора усиления должны быть такими же, как и при записи ряда сигналов для измерения частотной характеристики канала записи-воспроизведения. Частотная характеристика усилителя при записи должна быть подобна приведенной на рис. 13-9.

Испытания магнитофона заканчиваются проведением пробных записей и прослушиванием их. Для этого лучше всего подходят музыкальные записи трансляционной сети, УКВ приемника или перезапись неизношенной грампластинки. При прослушивании надо обратить внимание на степень заметности нелинейных искажений, шума и фона. Причиной нелинейных искажений могут быть неправильная установка подмагничивания и индикатора уровня или искажения в усилителе. В последнем случае искажения будут слышны через громкоговоритель магнитофона уже в процессе записи.

13-10. СОВЕТЫ ПО ЭКСПЛУАТАЦИИ МАГНИТОФОНА И ПРОИЗВОДСТВУ ЗАПИСЕЙ

1. Магнитофон надо содержать в чистоте. После каждого сеанса работы лицевую панель магнитофона рекомендуется очищать от пыли и осыпавшегося с ленты магнитного порошка, делая это так, чтобы пыль и порошок не попадали внутрь аппарата. Для чистки полезно иметь две-три кисти разного размера и фланелевые тряпки. Периодически (раз в два-три месяца) магнитофон следует очищать внутри, делая это осторожно, чтобы не повредить какую-либо деталь. Такую чистку можно совмещать со смазкой подшипников лентопротяжного механизма. При этом нужно следить, чтобы масло не попало на поверхность резиновых или обрезиненных деталей. Прижимной и промежуточный ролики лучше всего очищать тряпкой, смоченной в спирте.

2. Во избежание перегрева не следует непрерывно использовать магнитофон более 3—4 *ч*. После длительной работы надо дать остыть магнитофону. При этом не рекомендуется оставлять в магнитофоне катушки с магнитной лентой, так как, находясь долго вблизи нагретого аппарата, лента высохнет, станет хрупкой и, кроме того, усилится копирэффект.

3. Магнитофон нельзя выключать из электросети, оставив переключатель рода работ в каком-либо из положений, кроме положения «Стоп», так как при этом может деформироваться резина на прижимном или промежуточных роликах.

4. Во избежание намагничивания, не прикасайтесь стальным предметом (ножницами, отверткой) к тем наружным деталям лентопротяжного механизма магнитофона, с которыми соприкасается магнитная лента, а если это произошло, то размагнитьте их.

5. Хранить магнитофон надо в сухом месте, но не слишком близко от отопительных приборов.

6. Контролируйте напряжение электросети, питающей магнитофон. Допустимы отклонения от +5 до —10%. При больших отклонениях надо применять автотрансформатор с контрольным вольтметром. Перенапряжение приводит к быстрому износу аппарата и может даже вывести его из строя, а недостаточное напряжение значительно ухудшает качество записи и воспроизведения.

7. Нормальное расстояние от микрофона до говорящего 0,5 *м*. При меньшем расстоянии записанный звук будет казаться более глухим, а при большем — более звонким, кроме того, будет больше ощущаться объем помещения (увеличится реверберация). В шумном помещении микрофон следует располагать возможно ближе к источнику звука. Для записи группы исполнителей микрофон надо подвешивать в центре группы на высоте 2—2,5 *м* от пола. При записи на открытом воздухе надо оберегать микрофон от прямого действия ветра. Для этого на микрофон можно надеть короткий рупор или козырек из тонкого картона.

8. Обычно в магнитофонах широкого применения используют высокоомный электродинамический микрофон, например типа МД-41 или МД-47. Сравнительно большая э.д.с. позволяет подключать такой микрофон при записи непосредственно к сетке лампы входного каскада усилителя магнитофона, что намного упрощает схему. Однако высокоомный микрофон нельзя относить от магнитофона на расстояние более 1,5—2 *м*, так как при более длинном микрофонном кабеле емкость последнего существенно ухудшает частотную характеристику микрофона.

При необходимости иметь большую маневренность действий и относить микрофон на 30—50 *м* (например, при репортажных записях и записях больших ансамблей исполнителей) применяют низкоомный (200—250 *ом*) электродинамический микрофон, например типа СДМ или МД-37, подключая его к магнитофону через повышающий трансформатор 1 : 15, который устанавливают около самого магнитофона или внутри него. Трансформатор надо поместить в одиночный или двойной экран из пермаллоя или толстой стали и сориентировать его в пространстве по минимуму фона. Сердечник трансформатора собирается из пермаллоевых пластин Ш-6, толщина пакета 9 *мм*. Первичная обмотка состоит из 314 витков провода ПЭЛ 0,1, а вторичная — из 4 710 ПЭЛ 0,05. Между обмотками прокладывается электростатический экран в виде незамкнутого витка тонкой фольги, вывод от которого надо соединить с экраном трансформатора и заземленным контактом магнитофона.

9. Для записи телефонных разговоров нужно изготовить катушку, намотав на каркасе диаметром и высотой 20 *мм* 2 000—3 000 витков провода ПЭЛ 0,05. Выводы от катушки включают во входные гнезда магнитофона, предназначенные для микрофона или звукоснимателя, а саму катушку прикрепляют с помощью резиновой присоски к корпусу телефонного аппарата. Наилучшее положение катушки подбирается практически так, чтобы были слышны голоса обоих разговаривающих между собой абонентов.

10. Неприятных искажений начала записи, происходящих из-за того, что номинальная скорость ленты устанавливается не сразу, можно избежать, если перед включением магнитофона на запись закрыть регулятор уровня и ввести его спустя примерно 2 *сек*.

11. Чтобы ориентироваться в местоположении отдельных записей, в рулоне ленты можно наклеить на панель магнитофона под подающей катушкой полоску миллиметровой бумаги с начерченной на ней шкалой (рис. 13-29). Каждую сторону катушки надо пронумеровать и составить перечень находящихся в катушке записей с указанием соответствующего им отсчета по шкале. После воспроизведения записи во избежание путаницы необходимо перемотать ленту на ту катушку, на которой она до этого хранилась. Если шкалу проградуировать в минутах, то по ней, кроме того, можно определить, на сколько еще минут осталось ленты.

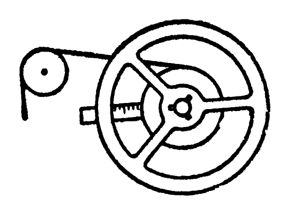


Рис. 13-29. Шкала для определения места записи в рулоне ленты.

12. В последнее время получили распространение так называемые «трюковые» записи или записи с наложением на старую запись. Они позволяют, например, записать речевые пояснения на фоне ранее записанной музыки. Для записи речевых пояснений головку стирания отключают и поэтому прежняя запись на ленте лишь частично стирается полем подмагничивающего тока. Для «трюковых» записей в схеме магнитофона надо предусмотреть переключатель, отключающий головку стирания и заменяющий ее эквивалентным по потребляемой мощности резистором (чтобы режим работы генератора сохранялся неизменным).

13-11. ПРИМЕНЕНИЯ МАГНИТНОЙ ЗВУКОЗАПИСИ

Озвучение любительских кинофильмов. Узкопленочные кинофильмы становятся интереснее и содержательнее, если их озвучить. Синхронная звукозапись (как в профессиональном кино) сложна для любителя, поэтому прибегают к озвучению путем записи пояснений к фильму. Для этого можно использовать любой магнитофон широкого применения. Смонтировав готовый кинофильм, воспроизводят его на экране и одновременно в соответствии с сюжетом записывают на магнитофоне речевые пояснения. Если прибегнуть к «трюковой» записи, то эти пояснения можно сопроводить подходящим музыкальным фоном. Основной технической трудностью является синхронизация звука с изображением при последующих демонстрациях кинофильма, поскольку скорость магнитной ленты и кинопленки от раза к разу изменяется, а магнитная лента может, кроме того, изменять свою длину из-за влияния влажности и температуры окружающего воздуха. В простейшем случае синхронизация достигается ручной регулировкой скорости пленки в кинопроекторе.

Озвучение диафильмов. Демонстрация диафильмов может быть приближена по своей выразительности и содержательности к показу кинофильма, если одновременно воспроизводить на магнитофоне предварительно записанные пояснения к каждому кадру диафильма. Смену кадров может производить демонстратор вручную во время пауз между пояснениями. Она может быть и автоматизирована, если применить двухдорожечную фонограмму. На первую дорожку записывают пояснения, на вторую — управляющие звуковые импульсы — в тех местах, которые соответствуют моменту смены кадров. Магнитная головка в магнитофоне должна быть двухдорожечной (как для стереофонической записи). Управляющие импульсы, воспроизводимые со второй дорожки, усиливаются, выпрямляются и через промежуточное реле включают электромагнит, установленный на проекторе и управляющий механизмом, передвигающим диафильм на один кадр.

Обучение иностранным языкам. Большую помощь может оказать магнитофон при обучении иностранным языкам. Для этого используется двухдорожечная фонограмма, но отличающаяся от показанной на рис. 13-5 тем, что обе дорожки записываются в одном направлении. На одной дорожке записываются с паузами фразы на иностранном языке, произнесенные преподавателем. Обучающийся прослушивает и во время пауз повторяет эти фразы, записывая свой голос на другой дорожке. Закончив запись и перемотав ленту, он прослушивает одновременно записи на обеих дорожках, сравнивает их и, обнаружив отличие своего произношения от произношения преподавателя, поправляет себя. Такой способ обучения оказывается очень эффективным. Используемый магнитофон должен несколько отличаться от обычного магнитофона широкого применения. Кроме упомянутого одинакового направления обеих дорожек записи, в нем должна быть предусмотрена возможность раздельного включения записи и воспроизведения на каждой из дорожек.

Диктофоны. Одной из разновидностей магнитофонов широкого применения являются диктофоны. Они позволяют записать на магнитную ленту текст доклада или лекции и потом, воспроизведя запись небольшими частями, переписать ее от руки или на пишущей машинке, не прибегая к помощи стенографии. Так как требования к качеству записи в этом случае невысоки, скорость ленты выбирают очень малой (4,76 или даже 2,38 *см/сек*). Особенностью конструкции диктофона являются наличие дистанционного управления, автоматического регулирования уровня записи и кратковременного реверса ленты, позволяющего при воспроизведении повторять непонятные слова или фразы. При воспроизведении диктофон управляется от ножной педали или с пульта, прикрепляемого к пищущей машинке. Диктофоны широко используются для документальной записи диспетчерских переговоров на предприятиях, железнодорожном транспорте и в аэропортах.

Автоинформаторы. Если склеить магнитную ленту с записью в кольцо, то при воспроизведении будет периодически повторяться записанная звуковая информация. Это можно использовать для передачи различного рода объявлений (например, торговых реклам), для построения автоинформаторов о точном времени, о прогнозе погоды. При небольшом кольце ленту можно натянуть на ряд свободно вращающихся роликов, а при большом — ее укладывают в закрытый ящик (кассету), из которого часть ленты выходит наружу к лентопротяжному механизму.

В заключение отметим, что магнитная запись применяется не только для записи звука. Ее используют для регистрации различного рода физических процессов при научных исследованиях, а также для записи телевизионных сигналов изображения. В последнем случае аппараты называются в и д е о м а г н и т о ф о н а м и.

13-12. ГРАМПЛАСТИНКИ, ПРОИГРЫВАТЕЛИ, ЗВУКОСНИМАТЕЛИ

Выпускаемые в настоящее время грампластинки разделяются на обычные, долгоиграющие и стереофонические. Обычные пластинки воспроизводятся со скоростью вращения 78 *об/мин* и рассчитаны как на аку-

стическое воспроизведение с помощью граммофона (патефона), так и на электроакустическое воспроизведение с помощью проигрывателя, радиолы или электрофона (проигрывателя, смонтированного в одном ящике с усилителем и громкоговорителем). В отличие от них долгоиграющие и стереофонические пластинки допускают только электроакустическое воспроизведение.

Увеличение длительности звучания долгоиграющих пластинок достигается путем уменьшения расстояния между смежными звуковыми канавками и благодаря меньшей скорости вращения пластинки. Обычно такие пластинки рассчитаны на скорость $33^1/_3$ *об/мин*. Предусмотрен также выпуск долгоиграющих пластинок, рассчитанных на скорость 45 и $16^2/_3$ *об/мин*. Обычные пластинки изготавливаются диаметром 200 и 250 *мм*, а долгоиграющие и стереофонические — диаметрами 174, 250 и 301 *мм*. Диаметр центрового отверстия пластинки равен 7,24 *мм*.

«Отдача» грампластинок, под которой можно понимать ее громкость при акустическом воспроизведении или э.д.с. электромагнитного звукоснимателя при электроакустическом воспроизведении, пропорциональна колебательной скорости* иглы (или резца при записи). Поэтому колебательная скорость выбирается в качестве параметра записи. Частотная характеристика записи изображается как зависимость колебательной скорости от частоты.

По ряду причин целесообразна частотная характеристика с завалом на низких и подъемом на высоких звуковых частотах. Если воспроизвести запись с такой характеристикой идеальным звукоснимателем, то развиваемая им э.д.с. повторит по своей частотной характеристике характеристику записи. Воспроизведение различных частот будет неравномерным. Чтобы скорректировать это, надо в усилителе иметь характеристику, обратную по форме характеристике записи, т. е. иметь подъем на низких (+20 *дб* на 30 *гц*) и завал на высоких (—20 *дб* на 15 000 *гц*) частотах. При звукоснимателе пьезоэлектрической системы такая коррекция не нужна, так как характеристика самого звукоснимателя близка к требуемой при воспроизведении. Практически в этом случае в усилителе необходимо лишь корректировать несовершенство звукоснимателя, а также иметь возможность изменять тембр по вкусу слушателя. Поэтому для воспроизведения пластинок наиболее подходящим считается усилитель с двумя, раздельными регуляторами тембра на низких и высоких частотах.

Производство грампластинок. Первоначальная запись производится на алюминиевый диск, покрытый застывшим слоем лака (так называемый тондиск). С каждым оборотом диска записывающее устройство (рекордер) автоматически смещается по направлению к центру, благодаря чему на поверхности диска резец вырезает спиральную модулированную канавку. Для увеличения продолжительности звучания при записи долгоиграющих пластинок применяют автоматическое регулирование шага записи, т. е. расстояния между соседними канавками, таким образом, чтобы при слабом записываемом сигнале это расстояние сокращалось, а при сильном — увеличивалось.

После записи поверхность тондиска покрывают тонким слоем серебра, на который в гальванической ванне наращивают толстый слой меди. Последний после отделения от тондиска образует первый оригинал. Поверхность первого оригинала имеет рельеф, обратный рельефу тондиска, и может использоваться как матрица для прессования грампластинок. Материалом для пластинок служит смесь той или иной пластмассы с наполнителем или чистая пластмасса (например, винилит).

Звукосниматели. В современных звукоснимателях используются постоянные корундовые иглы. Так как иглы для обычных и долгоиграющих пластинок различаются своими размерами, звукосниматели изготавливаются или для определенного типа пластинок или снабжены двумя иглами с переключателем. Звукосниматели, предназначенные для обычных пластинок, обозначаются цифрами 78, а для долгоиграющих пластинок буквой М. Стереофонические звукосниматели обозначаются буквой С. Стереофонический звукосниматель с иглой, рассчитанной на воспроизведение как стереофонических, так и монофонических долгоиграющих пластинок, обозначается буквами МС.

Отечественная промышленность изготавливает главным образом звукосниматели пьезоэлектрической системы. Они просты, дешевы, легки, развивают большую э.д.с. и не требуют специальной частотной характеристики усилителя. Например, звукосниматель типа ЗПК-56 имеет две переключаемые иглы (для обычных и долгоиграющих пластинок), развивает э.д.с. до 1 *в* в диапазоне частот 30—12 000 *гц*. Входное сопротивление усилителя, к которому подключается пьезоэлектрический звукосниматель, должно быть высоким (не менее 0,5 *Мом*).

13-13. СТЕРЕОФОНИЧЕСКАЯ ЗВУКОЗАПИСЬ

Стереофоническая звукопередача. Передача звука на значительные расстояния осуществляется с помощью устройств звукопередачи, включающих в себя микрофоны, усилители, линии связи и громкоговорители. Если через эти устройства передается одна звуковая информация, то звукопередачу называют монофонической. До последнего времени она была единственной широко распространенной. Основной недостаток монофонической звукопередачи заключается в том, что на приемной стороне нельзя распознать взаимное положение различных источников звука, так как все звуки кажутся исходящими из одного места, где находятся громкоговорители. Лишь по громкости можно ориентировочно судить о том, какой источник звука расположен ближе или дальше.

Более совершенной является стереофоническая звукопередача, при которой пространственная перспектива расположения источников звука более или менее точно доводится до слушателей. При стереофонической звукопередаче передается не одна, а несколько звуковых информаций по нескольким каналам передачи. В зависимости от их числа различают двух-, трех-, четырех-, пятиканальную стереофоническую звукопередачу. Чем больше число каналов, тем естественнее передается звук. Однако улучшение звукопередачи не прямо пропорционально числу каналов и поэтому увеличивать их число сверх пяти не имеет смысла, тем более, что уже два канала значительно повышают качество звукопередачи при относительно простых технических средствах. Двухканальная стереофония применяется в проигрывателях и магнитофонах широкого применения. Трехканальная (и с большим числом каналов) стереофония используется главным образом в звуковом кино.

Блок-схема двухканальной стереофонической звукопередачи изображена на рис. 13-30. Два одинаковых микрофона M_1 и M_2 устанавливаются на расстоянии 1,5—2 *м* один от другого в помещении, откуда ведется звукопередача. Левый микрофон воспринимает звуковые

* Колебательная скорость равна произведению амплитуды записи на частоту колебаний.

колебания от источников звука, находящихся главным образом слева, преобразует их в электрические колебания и через усилитель левого канала передает их к левому громкоговорителю. Аналогичный процесс происходит в правом канале с источниками звука около правого микрофона.

При приеме такой звукопередачи нетрудно различить источники звука, расположенные справа от расположенных слева, так как в первом случае звук будет воспроизводиться в основном правым, а во втором — левым громкоговорителями. Источники звука, находящиеся в центре между микрофонами, воспринимаются последними одинаково и будут услышаны как бы исходящими из пространства между громкоговорителями $Гр_1$ и $Гр_2$. Стереофоническую звукопередачу можно записать на магнитную ленту или на грампластинку. Как и звукопередача, запись должна быть двухканальной, т. е. одновременно на общий носитель должны записываться две звуковые информации.

Стереофоническая грампластинка. Звуковая канавка стереофонической грампластинки модулирована одновременно сигналами двух звуковых информаций. На внутренней стенке канавки (обращенной к центру пластинки) записываются сигналы левого, а на наружной — сигналы правого канала. Обе стенки канавки наклонены под углом 45° к поверхности пластинки. Для такой записи рекордер должен иметь специальное устройство, чтобы резец мог перемещаться в двух направлениях.

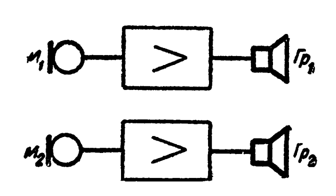


Рис. 13-30. Блок-схема двухканальной стереофонической звукопередачи.

Стереофоническую грампластинку можно воспроизводить и на обычном проигрывателе для долгоиграющих пластинок. При этом сигналы правого и левого каналов автоматически складываются в звукоснимателе и пластинка звучит как обычная монофоническая. Но для того, чтобы воспроизвести запись стереофонически, необходим проигрыватель со стереофоническим звукоснимателем.

Стереофонические грампластинки записываются на скорости $33^1/_3$ *об/мин*. Канавки у них лишь немного уже, чем у обычных долгоиграющих пластинок. Поэтому и долгоиграющие монофонические и стереофонические пластинки воспроизводятся одинаковыми иглами.

Стереофонический звукосниматель. В массовой аппаратуре наибольшее распространение получили пьезоэлектрические стереофонические звукосниматели. Принцип одного из возможных устройств такого звукоснимателя пояснен на рис. 13-31. Два пьезокристалла укреплены под углом 90° друг к другу. Игла соединена с ними обоими так, что ее перемещения, вызванные записью на одной стенке звуковой канавки, передаются только одному пьезокристаллу и вызывают появление э.д.с. только на одном из выходов звукоснимателя. Перемещение иглы в направлении другой стенки звуковой канавки вызывает появление э.д.с. на втором выходе звукоснимателя.

Следует отметить, что стереофоническим звукоснимателем можно воспроизводить и долгоиграющие монофонические пластинки. Естественно, конечно, что звук при этом не будет стереофоническим.

Стереофонический проигрыватель. В состав стереофонического проигрывателя входит приводной механизм, позволяющий вращать пластинку со скоростью $33^1/_3$ *об/мин*, стереофонический звукосниматель, два одинаковых усилителя низкой частоты и два громкоговорителя. Частотная характеристика каждого усилителя такая же, как и при воспроизведении монофонической грамзаписи. Так как стереофонический звукосниматель чувствителен к вертикальным перемещениям иглы, приводной механизм должен быть очень хорошо отрегулирован и не должен создавать во время работы вибраций.

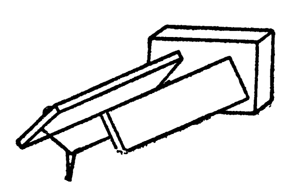


Рис. 13-31. Схема устройства пьезоэлектрического стереофонического звукоснимателя.

Стереофонический магнитофон. Выпускаемые в настоящее время стереофонические магнитофоны широкого применения рассчитаны на двухканальную, двухдорожечную запись двухдорожечной и четырехдорожечной фонограммы. Некоторые из этих магнитофонов допускают только воспроизведение стереофонических записей, а сама запись осуществляется монофонически, другие предназначены как для стереофонического воспроизведения, так и для стереофонической записи. Примером такого отечественного стереофонического магнитофона является «Яуза-10». Этот магнитофон рассчитан на запись четырехдорожечной стереофонической фонограммы, но допускает также монофоническую запись последовательно на всех дорожках. Кроме того, он может воспроизводить записи двухдорожечных стереофонических и монофонических фонограмм.

В стереофонических магнитофонах установлены специальные двухдорожечные блоки универсальных и стирающих магнитных головок. Каждый такой блок представляет собой конструктивное объединение двух независимых головок — одной для правого, а другой для левого каналов. Сердечники головок расположены в соответствии со стандартными размерами дорожек стереофонической записи один над другим. На рис. 13-32 показано устройство головки для двухдорожечной стереофонической записи.

Рис. 13-32. Двухдорожечный блок головок для стереофонических звукозаписей.

1 — сердечник; 2 — экран; 3 — обмотка; 4 — корпус; 5 — отверстие для стяжных винтов; 6 — выводы обмоток.

Блок-схема стереофонического магнитофона похожа на две блок-схемы монофонического магнитофона, соединенные вместе. В ней имеются два одинаковых универсальных усилителя, коммутируемых одновременно на запись или на воспроизведение. Генератор высокой частоты общий. Общим является также индикатор уровня. Это либо специальный сдвоенный электронно-световой индикатор настройки типа 6Е3П с двумя независимыми схемами для правого и левого каналов, либо индикатор типа 6Е1П или 6Е5С со специальной выпрямительной схемой (рис. 13-33). Такой индикатор показывает наибольший из двух уровней записи, существующих в данный момент в обоих каналах.

Малая ширина дорожки стереофонической записи требует весьма стабильного направления движения магнитной ленты во время записи и воспроизведения. Перемещения ленты вверх и вниз не должны превышать 0,1—0,2 *мм*. Вообще требования к лентопротяжному механизму у стереофонического магнитофона выше, чем у монофонического. Испытания стереофонического магнитофона производятся также, как и испытания монофонического, раздельно для правого и левого каналов. Кроме того, испытываются совместные качественные показатели обоих каналов (переходное затухание и фазировка).

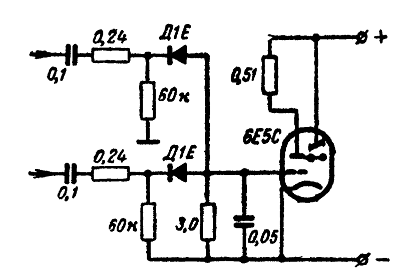


Рис. 13-33. Схема индикатора уровня для стереофонической записи.

Малая ширина дорожки записи (особенно в четырехдорожечной фонограмме) уменьшает и без того малую э.д.с. магнитной головки при воспроизведении. Поэтому собственный шум и фон усилителя в стереофоническом магнитофоне должен быть намного меньше, чем у монофонического магнитофона.

Особенности низкочастотных каналов стереофонических устройств. Как в стереофонический электрофон, так и в стереофонический магнитофон входят два одинаковых усилителя низкой частоты и два одинаковых громкоговорителя (или два одинаковых комплекта громкоговорителей). Чтобы не нарушать идентичности стереофонических каналов, регулировку усиления обоих усилителей надо производить одновременно и одинаково. Для этого используют два одинаковых сдвоенных потенциометра на входах усилителей или в межкаскадных связях. Применение одинаковых усилителей и громкоговорителей и одновременная регулировка усиления не могут все же обеспечить равенства коэффициентов усиления в обоих каналах, хотя бы из-за неизбежного различия в чувствительности громкоговорителей одного типа.

Чтобы уравнять усиление, применяют так называемый регулятор баланса, позволяющий увеличивать усиление в одном канале, одновременно уменьшая его во втором (рис. 13-34). При настройке баланса входы обоих каналов соединяют между собой и подают на них одно общее напряжение звуковой частоты (например, напряжение частотой 50 *гц* от накальной обмотки трансформатора). Перемещая движок регулятора баланса, выбирают такое его положение, при котором звук будет казаться исходящим из пространства посередине между обоими громкоговорителями. Это положение регулятора отмечают каким-либо образом, чтобы потом каждый раз его не отыскивать.

Балансировку каналов в стереофоническом проигрывателе производят с помощью звукоснимателя. Для этого воспроизводят монофоническую долгоиграющую пластинку и подбирают положение регулятора баланса так, как это уже было описано. В стереофоническом магнитофоне для этой цели через оба канала воспроизводят монофоническую фонограмму. Регулировка тембра в усилителях стереофонических устройств должна производиться спаренными регуляторами одновременно и одинаково в обоих усилителях подобно тому, как регулируется усиление.

Фазировка стереофонических каналов. Вновь собранное или отремонтированное стереофоническое устройство подлежит проверке на правильность фазирования каналов. Каналы считаются правильно сфазированными, если при подаче на их входы одного общего напряжения звуковой частоты звуковые колебания, создаваемые громкоговорителями обоих каналов, совпадают по фазе для слушателя, находящегося посередине между громкоговорителями. Легче всего проверить фазировку на частотах 50—200 *гц*. Если фазировка неправильна, то выключение одного из каналов не уменьшит, а увеличит громкость звука.

Для подачи на входы каналов воспроизведения сигнала с частотой 50—200 *гц* в стереофонических магнитофонах воспроизводится соответствующая запись на измерительной ленте, а в стереофонических проигрывателях — соответствующая запись на измерительной грампластинке. Если такой ленты и такой грампластинки нет, то воспроизводят музыкальную монофоническую запись и, прислушиваясь к звучанию басов оркестра при одном и двух включенных каналах, судят о правильности фазировки. Исправить фазировку можно, поменяв местами провода на входе или выходе одного из каналов. В стереофоническом магнитофоне после проверки фазировки каналов воспроизведения надо еще проверить фазировку каналов записи. Для этого, расположив микрофоны обоих каналов рядом, записывают речь (желателен более низкий голос). Воспроизводя затем эту запись, пробуют на короткое время выключать один из каналов воспроизведения и если громкость при этом падает, значит, фазировка правильна.

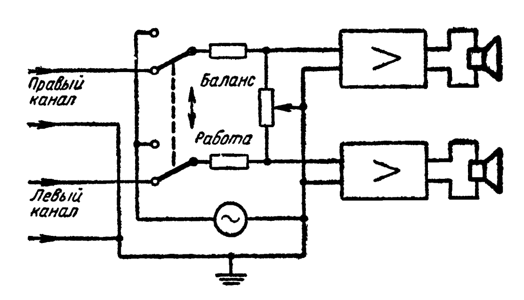


Рис. 13-34. Регулятор баланса.

Размещение громкоговорителей в комнате. В жилой комнате средних размеров оптимальное расстояние между громкоговорителями обоих стереофонических каналов равно 1,5 *м*. Наилучшая точка для слушания расположена на оси симметрии громкоговорителей и на расстоянии от них 2 *м*. Так как комнаты имеют разную форму и, кроме того, различны по звукопоглощению, то надо попробовать несколько изменить положение громкоговорителей и практически найти лучший вариант.

ЛИТЕРАТУРА

Курбатов Н. В, Яновский Е. Б., Справочник по магнитофонам, Госэнергоиздат, 1963.

Якубашк Г., Практика магнитной звукозаписи, Госэнергоиздат, 1962.

Васильев Г. А., Запись звука на целлулоидных дисках, Госэнергоиздат, 1961.

Корольков В. Г., Электрические схемы магнитофонов, Госэнергоиздат, 1959.

Борисов Е. Г., Самодуров В. Д., Аппаратура для озвучивания любительских фильмов, Госэнергоиздат, 1963.

Бектабегов А. К., Звукосниматели, Госэнергоиздат, 1958.

Иоффе А. Ф., Применение магнитной записи, Госэнергоиздат, 1959.

Пахомов Ю. Д., Зарубежные магнитофоны, Госэнергоиздат, 1961.

Гаклин Д. И., Кононович Л. М., Корольков В. Г., Стереофоническое радиовещание и звукозапись, Госэнергоиздат, 1962.

Лазарев В. И., Пархоменко В. И., Магнитная запись телевизионных изображений, Госэнергоиздат, 1963.

Корольков В. Г., Механическая система записи звука, Госэнергоиздат, 1951.

Корольков В. Г., Магнитная запись звука, Госэнергоиздат, 1949.

Козырев А., Фабрик М., Конструирование любительских магнитофонов, изд-во ДОСААФ, 1959.

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

ИМПУЛЬСНАЯ ТЕХНИКА

В радиоэлектронных устройствах широко используются кратковременные импульсные сигналы. С их помощью производится управление сложнейшими автоматическими устройствами и машинами, осуществляется обнаружение различных объектов и измеряются расстояния до них, производится телеметрирование разнообразных данных с борта подвижных объектов. На использовании импульсных сигналов основано действие современных цифровых вычислительных машин.

Изучением вопросов получения (генерирования), формирования, преобразования и усиления кратковременных импульсных сигналов занимается отдельная отрасль радиоэлектроники — импульсная техника. Несмотря на большое разнообразие устройств, действие которых основано на использовании кратковременных импульсов, большинство этих устройств состоит из сравнительно простых по принципу действия основных элементов. Все многообразие различных импульсных устройств, самого различного назначения, выполняющих разнообразные функции, создано на основе использования этих основных элементов.

14-1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Многие современные радиотехнические устройства излучают радиоволны в течение очень коротких повторяющихся интервалов времени, т. е. работают в импульсном режиме. Высокочастотный генератор

Рис. 14-1. Периодическая последовательность импульсов.

а — радиоимпульсы; *б* — видеоимпульсы; $T_п$ — период повторения.

такого устройства вырабатывает повторяющиеся пакеты колебаний высокой частоты, называемые радиоимпульсами (рис. 14-1, *а*). Для получения радиоимпульсов генератор модулируют сигналами, которые по форме одинаковы с огибающей радиоимпульсов. Эти сигналы называют видеоимпульсами или просто импульсами (рис. 14-1, *б*).

Импульсы, используемые в радиотехнических устройствах, по форме близки к некоторым геометрическим фигурам и носят наименования этих фигур: прямоугольные, трапецеидальные, треугольные, экспоненциальные, колокольные (рис. 14-2). В импульсах

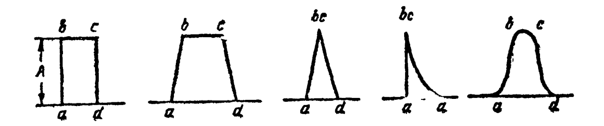


Рис. 14-2. Видеоимпульсы различной формы (прямоугольный, трапецеидальный, треугольный, экспоненциальный, колокольный).

ab — фронт; *bc* — вершина; *cd* — срез импульса; *A* — амплитуда.

различают фронт (переднюю часть импульса), вершину и срез (заднюю часть импульса). Наибольшая величина напряжения или тока во время действия импульса называется его амплитудой *A*. Длительностью импульса $t_и$ называют временной интервал, отсчитанный на уровне 0,1 от амплитуды *A*. Длительности фронта $t_ф$ и среза $t_с$ отсчитываются на фронте и срезе импульса между уровнями 0,1 *A* и 0,9 *A* (рис. 14-3).

Длительности импульсов измеряются в миллисекундах (1 *мсек* = 10^{-3} *сек*), микросекундах (1 *мксек* = 10^{-6} *сек*) и наносекундах (1 *нсек* = 10^{-9} *сек*). В совре-

менной радиотехнической аппаратуре используются импульсы длительностью от долей до единиц микросекунды.

Чаще всего используются не одиночные, а чередующиеся импульсы, следующие через равные промежутки времени, называемые периодом повторения

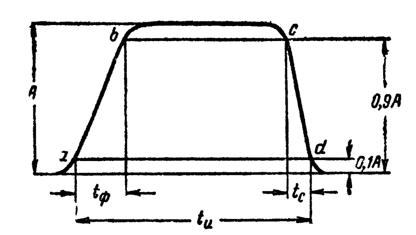


Рис. 14-3. Импульс и длительность его элементов.

$t_и$ — длительность импульса; $t_ф$ — длительность фронта; $t_с$ — длительность среза.

$T_п$ (см. рис. 14-1). Величина, обратная периоду, называется частотой повторения импульсов $F_п=1/T_п$. Важной характеристикой импульсного процесса является скважность Q, представляющая собой отношение периода повторения $T_п$ к длительности импульсов $t_и$, т. е. $Q=T_п/t_и$.

14-2. ОБОСТРЕНИЕ И СГЛАЖИВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ

Для сглаживания и обострения импульсов используются простейшие электрические цепи (рис. 14-4). В случае обостроения импульсов выходное напряжение $u_{вых}$ снимается с сопротивления (в цепи RC на рис. 14-4, *а*) или индуктивности (в цепи RL на рис. 14-4, *б*), а в случае их сглаживания — с емкости C (рис. 14-4, *в*).

При рассмотрении импульсных процессов в цепях, содержащих емкости и индуктивности, руководствуются следующим правилом: в любой электрической цепи напряжение на емкости и ток через индуктивность не могут изменяться мгновенно, скачком. Если по каким-либо причинам скачком изменится потенциал одной обкладки конденсатора, то на такую же величину и в тот же момент времени скачком изменится потенциал другой обкладки, так что разность потенциалов (напряжение) в момент скачка остается неизменной. Другими словами, скачок напряжения как бы «пропускается» конденсатором. Это правило удобно применить для рассмотрения воздействия прямоугольных импульсов напряжения на цепи RC и RL.

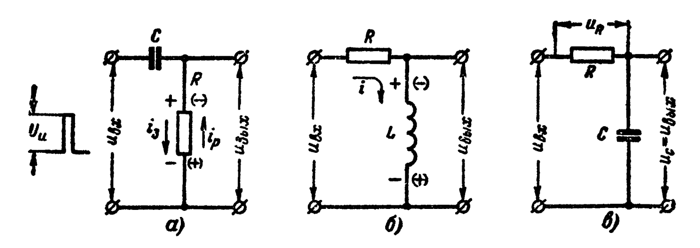


Рис. 14-4. Простейшие цепи RC и RL.

а и *б* — цепи для обострения импульсов; *в* — цепь для сглаживания импульсов. На входе действуют импульсы $U_и$. В скобках обозначена полярность выходного импульса при действии среза, а без скобок — полярность фронта входного импульса.

Основным параметром цепей RC и RL является постоянная времени τ, измеряемая в секундах, миллисекундах или микросекундах. Для цепи RC постоянная времени равна произведению ее сопротивления на ее емкость, т. е. $\tau=RC$, а для цепи RL она выражается отношением индуктивности к сопротивлению, т. е. $\tau=L/R$.

Обостряющие (дифференцирующие) цепи. Цепь RC (рис. 14-4, *а*) будет обостряющей или, как иногда говорят, дифференцирующей при условии, что ее постоянная времени значительно меньше длительности импульса, т. е. при $\tau \ll t_и$.

Фронт прямоугольного импульса можно рассматривать как скачок. Следовательно, напряжение на емкости C в момент появления импульса должно оставаться таким же, что и до поступления импульса, т. е. равным нулю. Это означает, что напряжение $U_и$ оказывается приложенным к резистору R. Через резистор проходит ток $I=U_и/R$.

С момента действия импульса начинается заряд конденсатора C. По мере заряда напряжение u_C на конденсаторе возрастает, а ток в цепи, равный $i=\frac{U_и-u_C}{R}$, убывает. Вместе с током падает и напряжение на резисторе R; $u_{вых}=iR$. Ток заряда и напряжение на выходе уменьшаются по закону, который носит название экспоненциального (рис. 14-5). Он описывается выражениями

$$i=Ie^{-\frac{t}{\tau}};$$

$$u_{вых}=U_и e^{-\frac{t}{\tau}},$$

где $e=2{,}71...$ — основание натуральных логарифмов.

Темп заряда конденсатора и, следовательно, темп спада напряжения на выходе зависят от величины τ: чем меньше τ, тем быстрее протекает процесс. За время, равное τ, экспонента уменьшится до величины $i=Ie^{-\frac{\tau}{\tau}}=Ie^{-1}=0{,}37\ I$, т. е. на 63%, а за время, равное трем постоянным времени ($t=3\tau$), до 5% от первоначального значения. Действительно, при $t=3\tau$:

$$\frac{i}{I}=\frac{u_{вых}}{U_и}=e^{-\frac{3\tau}{\tau}}=e^{-3}=0{,}05.$$

Практически через 3τ процесс можно считать закончившимся, поскольку ток и напряжение уменьшатся относительно первоначального значения на 95%. За это время конденсатор зарядится почти полностью: напряжение на нем достигнет величины $U_и$ (точнее 0,95 $U_и$), а выходное напряжение упадет до нуля (точнее до 0,05 $U_и$).

В рассматриваемом случае (когда $t_и \gg \tau$) импульс закончится позже, чем через 3τ. В момент окончания импульса напряжение на входе мгновенно становится равным нулю, т. е. потенциал левой обкладки конденсатора скачкообразно уменьшается на величину $U_и$. Следовательно, потенциал правой обкладки, до этого равный нулю, падает на ту же величину $U_и$, т. е. выходное напряжение становится равным $-U_и$.

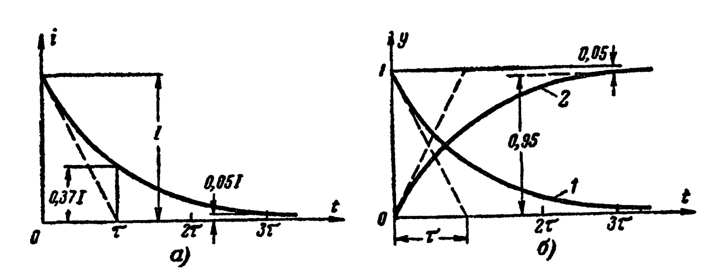


Рис. 14-5. Экспоненциальная функция.

а — спадающая экспонента тока $i=Ie^{-\frac{t}{\tau}}$; *б* — экспоненты, построенные в относительном масштабе; кривая *1* — спадающая $y=e^{-\frac{t}{\tau}}$; кривая *2* — нарастающая $y=(1-e^{-\frac{t}{\tau}})$. При $t\to\infty$ кривые стремятся к прямым $y=0$ и $y=1$, которые называются асимптотами экспоненты. Для нахождения постоянной времени τ достаточно провести касательную к кривой в начале координат и найти отрезок, отсекаемый этой касательной на асимптоте.

Теперь начинается разряд конденсатора. Ток разряда проходит через резистор R в направлении, противоположном прежнему. Он максимален в момент среза ($i=-I=-U_и/R$) и затем спадает, стремясь к нулю. Через время 3τ конденсатор практически полностью разрядится, и выходное напряжение станет близким к нулю. Разряд конденсатора происходит по экспоненциальному закону и ток в цепи описывается выражением

$$i=(-U_и/R)\,e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Выходной сигнал (рис. 14-6, *а*) имеет форму двух экспоненциальных импульсов (положительного и отрицательного) с амплитудой $U_и$. Таким образом, цепь при

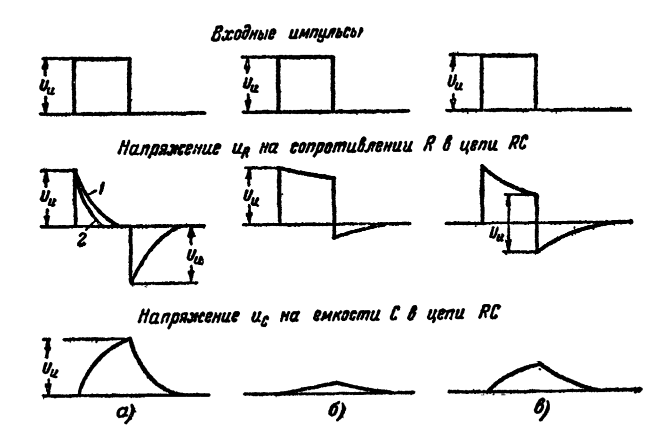


Рис. 14-6. Действие прямоугольного импульса на цепь RC.

а — при $\tau \ll t_и$; *б* — при $\tau \gg t_и$; *в* — при $\tau \approx t_и$. Для u_R — экспоненте 2 (*а*) соответствует меньшая постоянная времени, чем экспоненте *1*; во всех случаях скачок выходного напряжения в момент окончания импульса составляет величину $U_и$. Для u_C напряжение на емкости (*а*) за время $t_и$ успевает нарасти до $U_и$; за время действия импульса (*б*) оно возрастает по закону, близкому к прямолинейному; во всех случаях $u_{вх}=u_R+u_C=U_и$.

$\tau \ll t_и$ действует как обостряющая (или дифференцирующая).

В реальных условиях приходится считаться с двумя обстоятельствами: во-первых, выходной импульс не бывает строго прямоугольным — фронт и срез имеют хотя и малую, но конечную длительность (рис. 14-7), а, во-вторых, в схеме имеется паразитная емкость $C_п$ (входная емкость последующих каскадов и емкость монтажа, шунтирующие резистор R). Из-за этого амплитуда выходных импульсов меньше $U_и$, а форма их несколько отличается от экспоненциальной.

В случае действия импульсов непрямоугольной формы при условии $\tau \ll t_и$ характер процессов в общих чертах сохраняется, т. е. на фронте и срезе появляются два кратковременных импульса. Пройдя цепь, импульсы обостряются и укорачиваются. Чем меньше τ по сравнение с $t_и$, тем короче выходные импульсы. Предел к уменьшению τ и, следовательно, укорочению импульсов кладут паразитные емкости. Емкость конденсатора C нельзя выбирать меньшей (5÷10) $C_п$, иначе амплитуда выходных импульсов резко падает и обострение получается неэффективным. Практически параметры обостряющей цепи выбираются, исходя из условий $C \geqslant 10C_п$ и $\tau \leqslant (0{,}1 \div 0{,}05)t_и$.

Если постоянная времени τ близка к $t_и$, т. е. $\tau \approx t_и$, то к моменту окончания импульса напряжение на конденсаторе C не успеет возрасти до $U_и$, а выходное напряжение не достигнет нуля. При срезе импульса выходное напряжение скачком уменьшится на величину $U_и$ и затем будет экспоненциально приближаться к нулю. Выходной импульс в этом случае имеет искаженную форму (рис. 14-6, *в*).

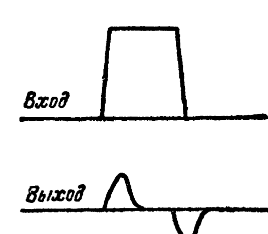


Рис. 14-7. Выходное и входное напряжение дифференцирующей цепи при учете конечной длительности фронта и среза входного импульса и паразитной емкости схемы.

При $\tau \gg t_и$ к моменту окончания импульса конденсатор C еще не успеет зарядиться, и напряжение на выходе уменьшится незначительно (рис. 14-6, *б*). В момент среза импульса выходное напряжение уменьшится на величину $U_и$, а затем будет стремиться к нулю. В результате напряжение на резисторе R будет почти полностью повторять входной сигнал. Чем сильнее неравенство $\tau \gg t_и$, тем меньше искажается импульс. Такая цепь называется разделительной или переходной и используется для отделения постоянных составляющих анодных напряжений в межкаскадных соединениях ламп видеоусилителей. Для переходной цепи RC постоянная времени должна удовлетворять соотношению $\tau \geqslant 10t_и$.

Цепь RL будет обостряющей, если постоянная времени значительно меньше длительности импульса, т. е. $\tau \leqslant (0{,}1 \div 0{,}05)t_и$. Рассмотрим действие на такую цепь прямоугольного импульса. Перед приходом импульса ток в цепи равен нулю. Он равен нулю и в момент действия фронта импульса. Ток, проходящий через резистор R, может быть равным нулю только при условии, что в этот момент на индуктивности возникнет э. д. с. индукции, равная амплитуде импульса $U_и$, компенсирующая действие входного импульса. Одновременно с действием импульса начинается процесс образования магнитного

поля, напряженность которого пропорциональна току в цепи. Далее ток постепенно увеличивается до величины $i=I=U_и/R$, а выходное напряжение падает по экспоненциальному закону ($u_{вых}=iR=U_и e^{-\frac{t}{\tau}}$). Через время 3τ процесс можно считать закончившимся.

Новый скачок выходного напряжения отрицательной полярности возникает в момент среза импульса. При этом индуктивность оказывается подключенной непосредственно к резистору R. Ток через индуктивность (а следовательно, и через сопротивление резистора R) остается в момент среза равным I только в том случае, если на индуктивности скачком возникает напряжение отрицательной полярности величиной $U_и$ (так как $U_и/R=I$). Начиная с этого момента, ток в цепи и напряжение на выходе экспоненциально убывают, стремясь к нулю. Через время, равное 3τ, процесс можно считать закончившимся. Выходное напряжение будет иметь тот же вид, что и в предыдущем случае (рис. 14-6, *а*).

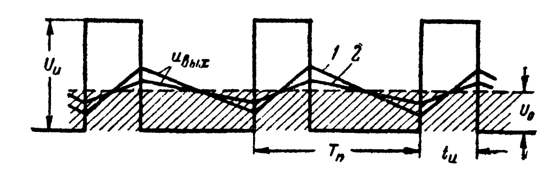


Рис. 14-8. Входное и выходное ($u_{вых}$) напряжения интегрирующей цепи в установившемся режиме. Постоянная времени для кривой *2* больше, чем для кривой *1*.

Сглаживание (интегрирование) импульсов. В качестве сглаживающей (или, как иногда говорят, интегрирующей) цепи используется цепь RC (рис. 14-4, *в*), в которой параметры выбраны так, что постоянная времени значительно превосходит длительность импульсов, т. е. $\tau=RC \gg t_и$. Сглаживающая цепь отличается от переходной тем, что выходное напряжение снимается с конденсатора, а не с сопротивления, как это имеет место в переходной цепи.

Напряжение на емкости в цепи RC есть разность между входным импульсом и напряжением на сопротивлении, т. е. $u_C=U_и-u_R$ (см. нижний ряд на рис. 14-6).

Таким образом, напряжение на конденсаторе интегрирующей цепи во время действия одиночного импульса представляет собой начальный участок экспоненты и при условии $t_и \ll \tau$ возрастает почти пропорционально времени, как это показано внизу на рис. 14-6, *б*.

При действии периодической последовательности импульсов в установившемся режиме напряжение на конденсаторе имеет вид нарастающей (во время действия импульсов) и спадающей (в паузах между импульсами) экспонент, наложенных на постоянную составляющую $U_0=U_и\frac{t_и}{T_п}$(рис. 14-8). Чем больше τ по сравнению с $t_и$ (и с $T_п$), тем меньше выходное напряжение отклоняется от постоянной составляющей, т. е. тем больше сглаживание.

Интегрирующая цепь по отношению к периодическому сигналу представляет собой сглаживающий фильтр нижних частот. Чем больше постоянная времени по сравнению с периодом колебаний, тем значительнее эффект сглаживания.

14-3. ОСОБЕННОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Полоса пропускания B усилителя импульсных сигналов должна выбираться, исходя из ширины спектра импульсов. Если полоса недостаточна, то импульсы искажаются, а если она излишне велика, то усилитель построен нерационально. Это означает, что при заданном числе ламп или транзисторов можно достичь большего коэффициента усиления и снизить действие шумов.

Спектр импульсов зависит от их формы, длительности и частоты повторения. Спектр последовательности видеоимпульсов (см. рис. 14-1, *б*) содержит постоянную составляющую и бесчисленное количество гармоник — синусоидальных колебаний с частотами, кратными частоте повторения $F_п$. Ширина спектра импульсных сигналов определяется главным образом длительностью импульсов и мало зависит от их формы. Приближенно можно считать ширину спектра $B_и$ видеоимпульсов равной $1 \div 2/t_и$. Для радиоимпульсов она вдвое больше ($2 \div 4/t_и$). При $t_и=1$ *мксек* ширина спектра $B_и$, таким образом, равна 1—2 *Мгц*, а при $t_и=0{,}5$ *мксек* она составляет 2—4 *Мгц*. Соответственно для радиоимпульсов ширина спектра будет составлять 2—4 и 4—8 *Мгц*.

Если полоса пропускания усилителя не соответствует спектру видеоимпульсов, то форма импульсов при их усилении искажается (рис. 14-9). Характер этих искажений зависит от того, какая часть спектра не пропускается усилителем. При завале частотной характеристики со стороны нижних частот, т. е. когда усилитель не пропускает низкочастотных составляющих спектра, наблюдаются спады на вершине импульсов, подобные тем, что имеют место при недостаточно большой постоянной времени переходной цепи (рис. 14-9, *б*). При завале же характеристики со стороны верхних частот (когда усилитель не пропускает высокочастотных составляющих спектра) наблюдается «сглаживание» (удлинение) фронта и среза импульсов (рис. 14-9, *а*), а при дальнейшем сокращении полосы частот происходит уменьшение амплитуды и увеличение длительности (растягивание) выходных импульсов.

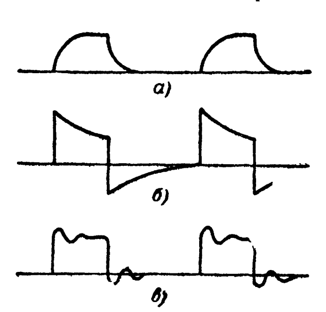


Рис. 14-9. Характерные искажения импульсов при несоответствии частотных характеристик усилителя спектру видеоимпульсов.

а — недопустимый завал характеристики в области верхних частот; *б* — то же в области нижних частот; *в* — характеристика имеет выброс (пик) в области верхних частот.

Причиной завала характеристики в области высоких частот является наличие паразитных емкостей (емкости монтажа, междуэлектродные емкости ламп), шунтирующих выходные сопротивления отдельных каскадов. Чем больше паразитная емкость, тем на более низких частотах происходит завал характеристики.

Так как для пропускания кратковременных импульсов требуется весьма широкая полоса, в импульсных схемах принимают специальные меры для снижения действия паразитных емкостей. Для этого уменьшают монтажные емкости путем тщательного выполнения мон-

тажа (применяют короткие соединительные провода, продумывают расположение деталей), используют лампы и транзисторы с малыми междуэлектродными емкостями. В анодных и коллекторных цепях ламп и транзисторов усилителей применяют нагрузочные сопротивления небольшой величины. Чем меньше сопротивление нагрузки и выходное сопротивление, шунтирующее паразитную емкость $C_п$, тем шире полоса, тем на более высокой частоте происходит завал характеристики. С уменьшением нагрузочного сопротивления падает коэффициент усиления. Для его компенсации выбирают лампы с высокой крутизной характеристики. В импульсных схемах стремятся использовать пентоды с высоким отношением $S/C_п$ и высокочастотные импульсные транзисторы, применяют различные корректирующие элементы, позволяющие компенсировать завал частотной характеристики в области высоких и низких частот или допускающие выбор нагрузочного сопротивления большей величины.

По характеру искажений, возникающих при прохождении импульсов через усилитель, можно судить о недостатках частотной характеристики усилителя (рис. 14-9, *в*). Этим пользуются для определения качества усилителей при массовом их производстве.

14-4. ОГРАНИЧИТЕЛИ

Ограничители колебаний используются для того, чтобы ограничить входное напряжение на определенных уровнях в том случае, когда оно выходит за пределы заранее установленных границ. Эти границы называются порогами ограничений (верхний и нижний). Если входное напряжение не достигает одного из порогов, то ограничитель будет односторонним (сверху или снизу).

Проще всего ограничение осуществляется с помощью ламповых или полупроводниковых диодов. При использовании усилительных элементов (ламп или транзисторов) можно создать ограничитель, в котором одновременно с ограничением происходит и усиление входных сигналов.

Диодные ограничители. В диодных ограничителях различают схемы с последовательным и параллельным включением диода. В схемах с последовательным включением диодов (рис. 14-10) ограничение наступает в момент запирания диода, когда цепь для прохождения тока входного сигнала разрывается, выходное напряжение перестает зависеть от величины входного и сохраняется на неизменном уровне. В схемах ограничителей сопротивление резистора R выбирается таким, чтобы оно (с учетом сопротивления подключаемой к ограничителю нагрузки) было значительно больше сопротивления $R_{вн}$ отпертого диода. Для ламповых диодов $R_{вн}$ составляет несколько сотен, а для полупроводниковых диодов несколько десятков *ом*. Поэтому R обычно выбирают порядка нескольких сотен или десятков килоом.

В схеме на рис. 14-10, *а* диод отпирается при положительной полярности входного напряжения, которое в этом случае передается на выход почти без искажений (так как $R_{вн} \ll R$). По отрицательной полярности входного сигнала диод запирается, цепь разрывается и выходное напряжение обращается в нуль. Эта схема представляет ограничитель снизу с нулевым порогом ограничения. На ее выход пропускается только положительная часть входного напряжения (рис. 14-11, *а*). Для получения ограничения снизу надо изменить полярность включения диода (рис. 14-10, *в*).

Изменение порога ограничения достигается включением э. д. с. E (батареи) последовательно с резистором R. В ограничителе снизу с порогом $-E$ (рис. 14-10,*б*) диод запирается, когда входное напряжение ниже уровня $-E$, и выходное напряжение в этом случае не падает ниже этого уровня. Аналогично действует схема ограничителя сверху с порогом $-E$ (рис. 14-10, *г*).

В схемах с параллельным включением диода (рис. 14-12) диод включен параллельно нагрузочному сопротивлению $R_н$. Сопротивление резистора R должно

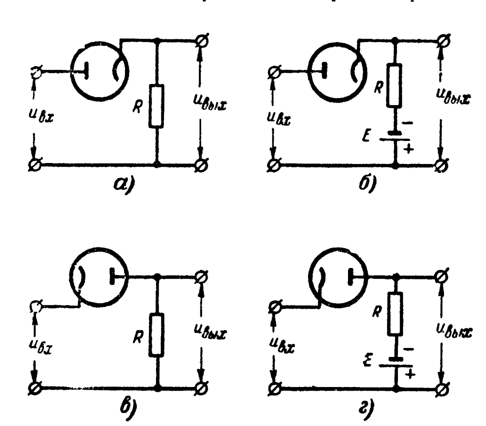


Рис. 14-10. Схемы ограничителей с последовательным включением диода.

а — ограничитель снизу с порогом нуль; *б* — то же с порогом $-E$, *в* — ограничитель сверху с порогом нуль; *г* — то же с порогом $-E$. Если полярность батарей E поменять на обратную, то пороги ограничения станут $+E$.

быть намного больше сопротивления $R_{вн}$ и значительно меньше сопротивления $R_н$, т. е. $R_н \gg R \gg R_{вн}$.

В схеме ограничителя снизу (рис. 14-12, *а*) при положительной полярности входного напряжения диод заперт и это напряжение распределяется между последовательно соединенными сопротивлениями резисторов R и $R_н$. Так как $R \ll R_н$, сигнал передается на выход почти без ослабления. При отрицательной полярности диод отперт. Он шунтирует нагрузочное сопротивление $R_н$ и, так как $R \gg R_{вн}$, все напряжение падает на сопротивлении R. Выходное напряжение будет близким к нулю (см. временную диаграмму на рис. 14-11, *а*). В ограничителе сверху полярность подключения диода изменена на обратную (рис. 14-12, *в*). Диод здесь отперт, а выходное напряжение близко к нулю при положительной полярности входного сигнала. Изменение порога ограничения достигается включением последовательно с диодом батареи смещения. В схеме на рис. 14-12, *б* (ограничитель снизу с порогом $-E$) диод отпирается, если входное напряжение меньше $-E$. Ограничители с параллельным включением диода используются реже, чем ограничители с последовательным включением диода, поскольку они дают менее четкое ограничение.

Комбинируя ограничители сверху и снизу, получают схемы двусторонних ограничителей Схема с параллельным включением диодов приведена на рис. 14-13. Она состоит из двух ограничителей с параллельным включением диодов $Д_1$ (ограничение сверху) и $Д_2$ (ограничение снизу). Положительная полуволна входного напряжения ограничивается здесь диодом $Д_1$, а отрицательная — диодом $Д_2$. Наряду с этой схемой используются и двусторонние ограничители с последовательным включением диодов.

Для ограничения однополярных импульсов (сверху или снизу) удобно использовать специальные опорные диоды. Характеристика этих диодов при обратном направлении включения (рис. 14-14) имеет два участка. На участке *ОА* сопротивление диода велико и может достигать единиц мегом (до 10 *Мом*), а на участке *ВА* оно резко падает до нескольких десятков *ом*, так что

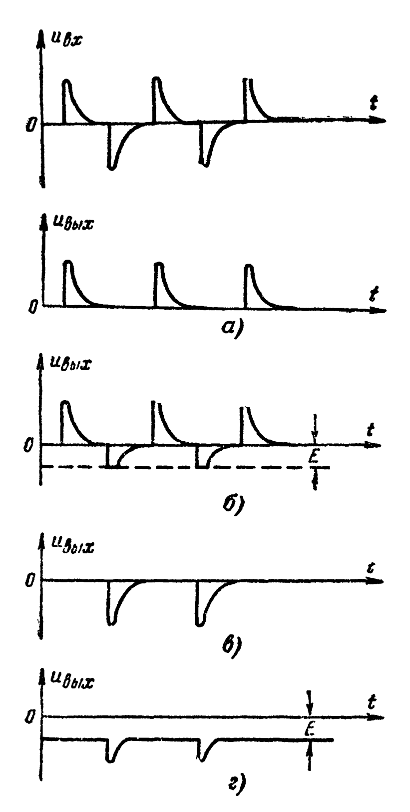


Рис. 14-11. Временные диаграммы ограничителей.

На верхней диаграмме представлено напряжение на входе ограничителя, а на диаграммах *а — г* — показаны выходные напряжения, соответствующие схемам ограничителей на рис. 14-10, *а — г*. При использовании в этой схеме двойного диода типа 6Х2П и при нагрузочном сопротивлении $R_н \geq 100$ *ком* сопротивление $R=20$ *ком*, а при использовании в ней полупроводниковых диодов типа Д7Б и при $R_н \geq 50$ *ком* сопротивление $R=10$ *ком*.

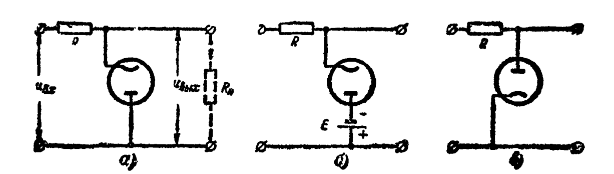


Рис. 14-12. Схемы ограничителей с параллельным включением диода.

а — ограничитель снизу с порогом нуль; *б* — то же с порогом — *E*; *в* — ограничитель сверху с порогом нуль. Соответствующие временные диаграммы даны на рис. 14-11, *а—в*.

изменению напряжения на 3—5% соответствует изменение тока в 1 000 и более раз. Характеристики опорных диодов в прямом направлении имеют обычный вид.

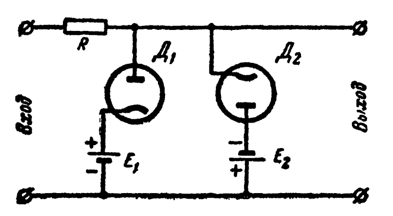


Рис. 14-13. Схема двустороннего ограничителя с параллельным включением диодов.

В схеме ограничителя опорный диод *ОД* включается последовательно с резистором *R* (0,2—10 *ком*) в обратном направлении (рис. 14-15, *а*). Эта схема действует точно так же, как ограничитель с параллельным включением обычного диода (см. рис. 14-12). Порог ограничения (в пределах 7—14 *в*) определяется характеристикой диода.

Для увеличения порога ограничения диоды соединяют последовательно (параллельное соединение диодов недопустимо). Двустороннее ограничение достигается путем встречного включения двух опорных диодов (рис. 14-15, *б*). После превышения верхнего или нижнего порогов ограничения включенный встречно и включенный согласно диоды имеют малое сопротивление, и такой ограничитель действует так же, как обычный двусторонний ограничитель по схеме на рис. 14-13.

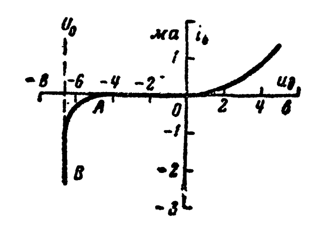


Рис. 14-14. Вольт-амперная характеристика опорного диода (кремниевого стабилитрона).

Рабочий участок *ОАВ* соответствует включению диода в обратном направлении. U_0 — порог ограничения.

В ограничителях в качестве опорных диодов чаще всего используются кремниевые стабилитроны типов Д808, Д810 и Д813. Последние две цифры в наименовании этих диодов обозначают протяженность участка *ОА* (см. рис. 14-14) в вольтах, т. е. среднее напряжение ограничения. Так, например, для диодов Д810 оно составляет 10, а для диодов Д813 около 13 *в*.

Ограничители с усилительными элементами. Используя усилительные элементы, можно достичь ограничения с одновременным усилением входных колебаний.

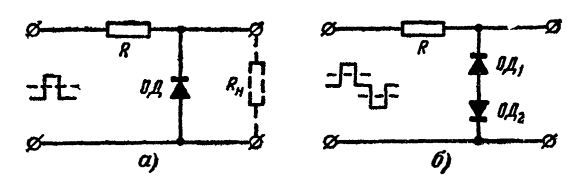


Рис. 14-15. Схема ограничителей с опорными диодами.

а — ограничитель сверху для положительных видеоимпульсов с нулевым порогом; *б* — двусторонний, ограничитель. Штриховыми прямыми, пересекающими импульсы, отмечены пороги ограничения.

Ограничение снизу достигается путем отсечки анодного тока ламп или коллекторного тока транзисторов. Если входное напряжение для схемы на рис. 14-16,*а* будет ниже напряжения отсечки — E_{c0}, то лампа будет

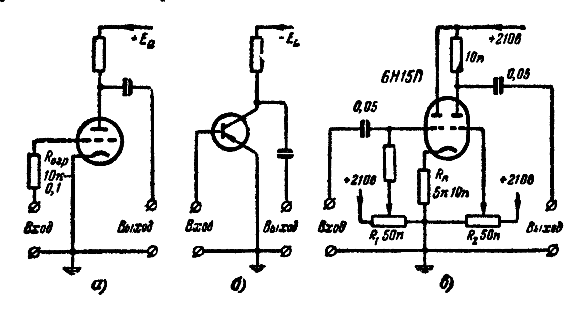


Рис. 14-16. Схемы ограничителей с усилением колебаний.

а — двусторонний ограничитель на триоде; *б* — ограничитель сверху на транзисторе; *в* — двусторонний ограничитель на двойном триоде.

заперта и напряжение на ее аноде будет оставаться неизменным и равным E_a. Для схемы на рис. 14-16, *б* транзистор находится в режиме отсечки и напряжение на его коллекторе будет постоянным, если входное напряжение положительно. Таким образом, схема на рис. 14-16, *а* — ограничитель снизу с порогом — E_{c0}, а схема на рис. 14-16, *б* — ограничитель сверху с порогом нуль.

В ламповых схемах для ограничения сверху в цепь сетки включается последовательно ограничительное сопротивление $R_{огр}$ (рис. 14-16, *а*). Участок сетка — катод лампы можно рассматривать как диод, отпертый при положительных напряжениях на сетке. Вместе с сопротивлением $R_{огр}$ этот диод образует ограничитель с параллельным включением диода (см. рис. 14-12, *в*). Если входное напряжение положительно, то напряжение на сетке и, следовательно, на аноде будет неизменным. Схема работает как ограничитель сверху с нулевым порогом. Если входное напряжение превышает величину E_{c0}, то схема на рис. 14-16, *а* действует как двусторонний ограничитель. В схемах таких ограничителей используются обычно пентоды.

Наиболее удобен ограничитель на двойном триоде (рис. 14-16, *в*), так как в нем легко регулировать пороги ограничения потенциометрами R_1 и R_2. Действие такой схемы основано на попеременном запирании триодов лампы. Левый (по схеме) триод запирается отрицательной полуволной входного сигнала (отсечка анодного тока). Правый триод запирается при положительной полуволне за счет падения напряжения на резисторе $R_к$, обусловленного анодным током левого триода.

Для улучшения характеристик в анодную цепь левого триода включают резистор (5—10 *ком*) и анод этого триода через конденсатор емкостью 0,05 *мкф* соединяют с сеткой правого триода. Такая схема работает в очень широком диапазоне частот (от десятков герц до единиц мегагерц).

14-5. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Мультивибратор представляет собой генератор колебаний, форма которых близка к прямоугольной. Он содержит два усилителя (с двумя лампами или транзисторами), связанных так, что выход одного из них соединен со входом другого через конденсаторы (рис. 14-17). В ламповом мультивибраторе напряжение с нагрузки R_{a1} первого усилителя через цепь C_1R_{c2} поступает на сетку лампы $Л_2$ второго усилителя и с нагрузки R_{a2} второго усилителя подается через цепь C_2R_{c1} обратно на сетку лампы $Л_1$ первого усилителя. В отличие от лампового мультивибратора в мультивибраторе на транзисторах резисторы $R_{б1}$ и $R_{б2}$ подключены к источнику коллекторного напряжения.

Для того чтобы в мультивибраторе существовали автоколебания, необходимо выполнить условие самовозбуждения, а для этого произведение коэффициентов усиления обоих усилителей должно быть больше единицы. Обычно это условие выполняется. Если лампы (или транзисторы) одинаковы, а соответствующие симметрично расположенные элементы схемы имеют одинаковую величину, т. е. $R_{a1}=R_{a2}$, $R_{c1}=R_{c2}$, $C_1=C_2$ или $R_{к1}=R_{к2}$, $R_{б1}=R_{б2}$, то мультивибратор называется с и м м е т р и ч н ы м.

В процессе работы лампы (или транзисторы) попеременно переходят от запертого состояния к отпертому: когда одна лампа отперта (транзистор насыщен), другая заперта (транзистор заперт). Процесс перехода или, как говорят, переброса происходит чрезвычайно быстро, скачком. Скорость этого процесса ограничивается паразитными емкостями и может достигать сотен вольт в микросекунду.

До наступления очередного переброса в схеме происходят медленные изменения токов и напряжений. Запертое состояние какой-либо лампы, например $Л_1$ в схеме на рис. 14-17, *а*, поддерживается током разряда конденсатора C_2. Этот ток, проходя через резистор R_{c1},

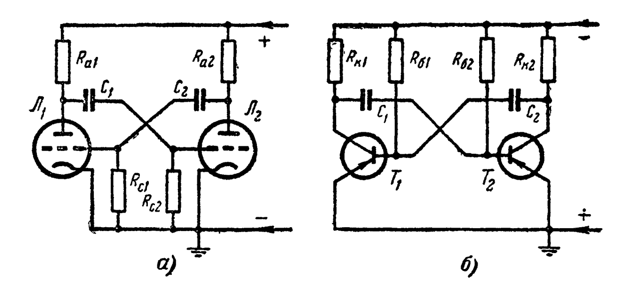


Рис. 14-17. Схемы мультивибраторов.

а — ламповый мультивибратор; *б* — мультивибратор на транзисторах.

создает на сетке лампы $Л_1$ напряжение u_{c1}, меньшее потенциала отсечки E_{c01} (рис. 14-18). Ток разряда конденсатора C_2 постепенно уменьшается, потенциал сетки лампы $Л_1$ возрастает и, наконец, достигает величины — E_{c01}, когда эта лампа отпирается. В этот момент в схеме начинается переброс.

Из-за появления анодного тока лампы $Л_1$ уменьшается напряжение u_{a1} на ее аноде, т. е. понижается потенциал левой и, следовательно, правой обкладок конденсатора C_1. Это значит, что уменьшаются напряжение u_{c2} на сетке и анодный ток лампы $Л_2$, а следовательно, возрастает напряжение u_{a2} на аноде этой лампы. Увеличение напряжения через конденсатор C_2 передается на сетку лампы $Л_1$, что вызывает дальнейший рост ее анодного тока.

Процесс нарастания тока лампы $Л_1$ и уменьшения тока лампы $Л_2$ происходит лавинообразно и прекра-

щается только в тот момент, когда лампа $Л_2$ оказывается запертой (через лампу $Л_1$ в этот момент проходит максимальный анодный ток). В результате переброса напряжение на аноде лампы $Л_1$ скачкообразно уменьшается, а на аноде лампы $Л_2$ возрастает, и тогда начинается процесс заряда конденсатора C_2 и разряда конденсатора C_1.

Благодаря току разряда конденсатора C_1, проходящему через резистор R_{c2}, лампа $Л_2$ поддерживается в запертом состоянии и отпирается в тот момент, когда экспоненциально возрастающее напряжение на ее сетке достигнет напряжения отсечки E_{c02}. После этого наступает очередной переброс в схеме: лампа $Л_2$ отпирается, а лампа $Л_1$ запирается. Заметим, что заряд конденсатора C_2 происходит достаточно быстро, так как ток заряда проходит через малое (по сравнению с R_{c2}) сопротивление участка сетка — катод отпертой лампы $Л_1$. После очередного переброса наступает процесс медленного разряда конденсатора C_2 и ток разряда, проходящий через резистор R_{c1}, поддерживает эту лампу в запертом состоянии до следующего переброса.

Аналогично действует схема мультивибратора на транзисторах.

Напряжения на анодах ламп или коллекторах транзисторов имеют форму, близкую к прямоугольной. Такие колебания весьма богаты гармониками, что объясняет происхождение названия «мультивибратор» («мульти» — много, «вибрация» — колебания).

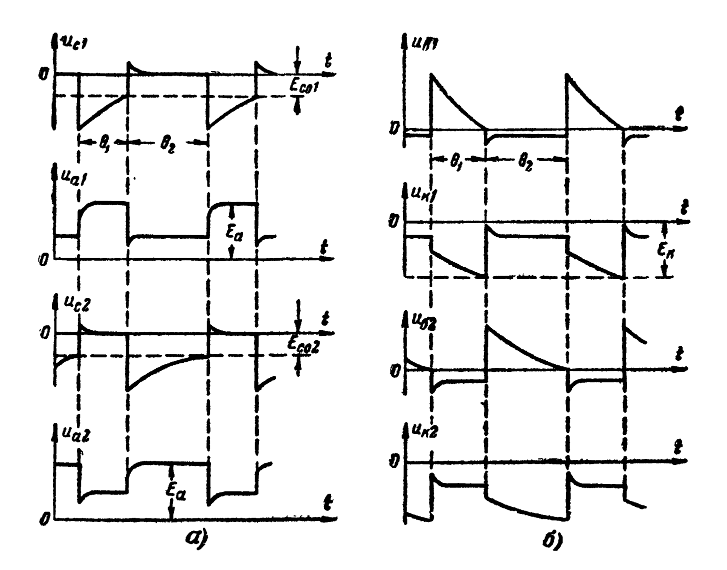


Рис. 14-18. Временные диаграммы напряжений в мультивибраторе.

а — напряжения на сетках и анодах ламп; *б* — напряжения на базах и коллекторах транзисторов; θ_1 и θ_2 — время запертого состояния ламп или транзисторов (в симметричных мультивибраторах $\theta_1 = \theta_2$).

Длительность интервалов θ_1 и θ_2 запертого состояния усилительных элементов определяется следующими выражениями.

В ламповом мультивибраторе

$$\theta_1 = 2,3R_{c1}C_2 \lg \frac{I_{02}R_{a2}}{E_{c01}} \approx 2,3R_{c1}C_2 \lg K_2;$$

$$\theta_2 = 2,3R_{c2}C_1 \lg \frac{I_{01}R_{a1}}{E_{c02}} \approx 2,3R_{c2}C_1 \lg K_1;$$

здесь I_{01} и I_{02} — анодные токи ламп $Л_1$ и $Л_2$ при нулевом напряжении на сетках (с учетом сопротивлений в анодах ламп); E_{c01} и E_{c02} — потенциалы отпирания ламп; K_1 и K_2 — коэффициенты усиления первого и второго каскадов усилителей, входящих в мультивибратор.

В транзисторном мультивибраторе

$$\theta_1 \approx 0,7R_{б1}C_2;$$

$$\theta_2 = 0,7R_{б2}C_1.$$

Для правильного функционирования схемы необходимо, чтобы ее параметры удовлетворяли следующим соотношениям.

В ламповом мультивибраторе

$$R_{c1},\ R_{c2} \geqslant (10 \div 15)\ R_{a1},\ R_{a1};$$

$$C_1,\ C_2 \geqslant 100 \div 300\ пф;$$

$$R_{a1}C_1 \leqslant (0,2 \div 0,4)\ \theta_1;$$

$$R_{a2}C_2 \leqslant (0,2 \div 0,4)\ \theta_2.$$

Обычно $R_{a1} = R_{a2} \approx 5 \div 20$ *ком*.

В транзисторном мультивибраторе

$$R_{б1},\ R_{б2} \geqslant (10 \div 15)\ R_{к1},\ R_{к2};$$

$$R_{б1} < \beta R_{к2};$$

$$R_{б2} < \beta R_{к1},$$

Здесь β — коэффициент усиления транзистора в схеме с общим эмиттером. Обычно $R_{к1} = R_{к2} \approx 1 \div 5$ *ком*.

Регулировку длительности импульсов и частоты колебаний мультивибратора осуществляют изменением величин C_1, C_2, R_{c1}, R_{c2}, $R_{б1}$, $R_{б2}$. Для мультивибраторов выбирают триоды (реже пентоды) с возможно более высокой крутизной характеристики и возможно меньшими паразитными емкостями (например, 6Н2П, 6Н15П, 6Ж2П и др.), а также импульсные транзисторы (например П14, П403, П416 и др.).

Имеется много разновидностей схем мультивибраторов. В наиболее распространенной ламповой схеме резисторы R_{c1} и R_{c2} присоединяются не к корпусу, а к положительному полюсу источника питания. Это обеспечивает большую стабильность величин θ_1 и θ_2 при смене ламп.

Мультивибратор легко синхронизируется внешним напряжением, подаваемым на сетки ламп, причем частота синхронизирующего напряжения должна быть несколько выше частоты собственных колебаний мультивибратора. Синхронизация может осуществляться также сигналами с частотой, в целое число раз отличающейся от собственной частоты колебаний мультивибратора.

Ждущий мультивибратор. Это устройство имеет одно устойчивое состояние равновесия. В ламповом ждущем мультивибраторе, схема которого показана на рис. 14-19, *а*, лампа $Л_2$ отперта, а лампа $Л_1$ заперта. Отпертое состояние лампы $Л_2$ объясняется тем, что ее сетка через большое сопротивление резистора R_{c2} соединена с положительным полюсом источника анодного питания. Напряжение смещения $U_{см}$ на сетке лампы $Л_1$ устанавливают таким, чтобы падение напряжения на резисторе $R_к$, обусловленное анодным током лампы $Л_2$, было достаточным для поддержания лампы $Л_1$ в запертом состоянии.

При подаче пускового импульса (положительного на сетку лампы $Л_1$ или отрицательного на сетку лам-

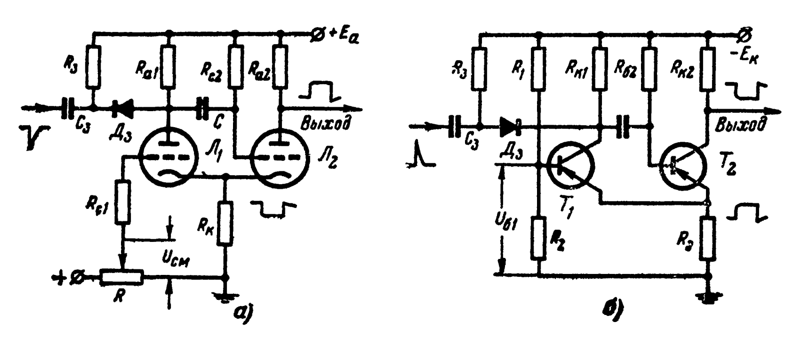


Рис. 14-19. Схемы ждущих мультивибраторов.

а — ламповый мультивибратор; *б* — транзисторный мультивибратор. На схеме показан один из возможных способов запуска ($R_з$, $C_з$, $Д_з$ — цепи запуска, $U_{б1}$ — исходное напряжение на базе транзистора T_1).

пы $Л_2$) происходит переброс схемы: лампа $Л_1$ отпирается, а лампа $Л_2$ запирается. В таком состоянии схема находится некоторое время $t_и$, после чего она автоматически перебрасывается в исходное состояние. Таким образом, на аноде лампы $Л_1$ и в катодах ламп получается отрицательный, а на аноде лампы $Л_2$ — положительный импульсы напряжения. Временны́е диаграммы напряжений для этой схемы приведены на рис. 14-20.

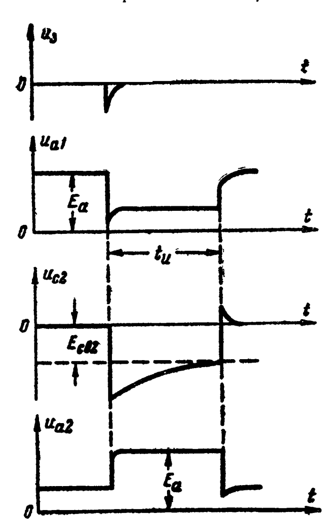


Рис. 14-20. Временны́е диаграммы лампового ждущего мультивибратора.

$u_з$ — напряжение запуска; u_{a1} и u_{a2} — напряжение на анодах ламп $Л_1$ и $Л_2$; u_{c2} — напряжение между сеткой и катодом лампы $Л_2$; E_{c02} — напряжение отсечки лампы $Л_2$.

В схеме обычно используются двойные триоды типов 6Н2П, 6Н15П, 6Н8С. Сопротивление резистора R_{c1} выбирают в пределах 0,2—1 *Мом*, сопротивление $R_{a1}=R_{a2}\approx$ $\approx 5\div 25$ *ком*, а сопротивление $R_к=2\div 10$ *ком*. Емкость конденсатора C должна быть не меньше 100—200 *пф*. Длительность импульса $t_и$ можно регулировать ступенями путем изменения емкости C (с увеличением последней $t_и$ растет) и плавно. В последнем случае изменяют напряжение смещения $U_{см}$ (с ростом последнего $t_и$ почти пропорционально увеличивается) или сопротивление $R_к$ (с увеличением его $t_и$ падает). Практически изменением емкости C и смещения $U_{см}$ можно перекрыть $t_и$ в очень широком диапазоне (от нескольких микросекунд до нескольких миллисекунд).

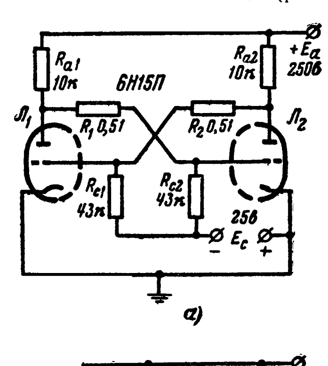
При неправильном выборе режима схема или самовозбуждается (смещение велико) или работает как обычный двухкаскадный усилитель с обратной связью (смещение мало). Часто используется разновидность схемы, в которой резистор R_{c2} подключен не к источнику питания, а к катодам ламп.

Схема транзисторного ждущего мультивибратора (рис. 14-19, *б*) аналогична схеме такого же лампового мультивибратора.

14-6. ТРИГГЕРЫ

Триггером называют электронную схему с двумя устойчивыми состояниями равновесия. Переход из одного состояния в другое происходит после того, как схема внешним запускающим сигналом доводится до порога срабатывания. Наиболее употребительны симметричные схемы с лампами и транзисторами.

Симметричная ламповая триггерная схема представляет собой два резистивных усилителя, соединенных так, что выход одного каскада соединен со входом другого через потенциометрический делитель напряжений (рис. 14-21), причем $R_1=R_2$, $R_{c1}=R_{c2}$ и $R_{a1}=R_{a2}$. В процессе работы триггера триоды $Л_1$ и $Л_2$ переходят от запертого состояния к отпертому. Для запирания каждого из триодов используется отдельный источник смещения E_c (рис. 14-21, *а*) или автоматическое смещение с помощью цепочки $R_кC_к$ в катодах лампы (рис. 14-21, *б*). Аналогично построена транзисторная схема (рис. 14-22). Здесь один из транзисторов заперт, а другой находится в насыщенном состоянии.



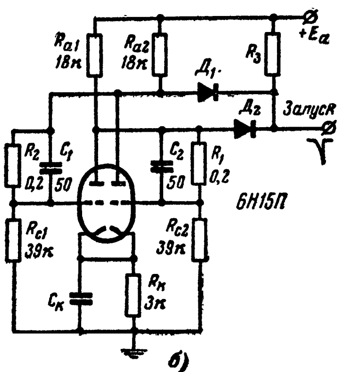


Рис. 14-21. Схемы симметричных ламповых триггеров.

а — триггер с источником смещения E_c; *б* — триггер с автоматическим смещением ($R_з$, $Д_1$, $Д_2$ — цепи запуска).

Переброс триггера происходит при подаче очередного пускового сигнала: ранее отпертая лампа (или транзистор) запирается, а ранее запертая — отпирается. Процесс переброса развивается лавинообразно. Для его возникновения необходимо правильно подобрать параметры схемы так, чтобы коэффициент передачи каждого из резистивных усилителей с учетом делителей R_1R_{c2} (или $R_1R_{б2}$) и R_2R_{c1} (или $R_2R_{б1}$) превосходил единицу, т. е. $K_1K_2>1$.

Для нормальной работы триггера важное значение имеет правильное построение цепей запуска. Ламповый триггер целесообразно запускать отрицательными, а транзисторный (с транзисторами *p-n-p* типа) положительными импульсами. Запуск импульсами одной полярности, снимаемы-

ми с одного общего источника импульсов, осуществляется через разделительные диоды ($Д_1$, $Д_2$ и $Д_3$ на рис. 14-21, *б* и 14-22), которые устраняют влияние источника питания на триггер. Такой запуск называется **счетным**.

Для улучшения процесса переброса резисторы R_1 и R_2 в триггере шунтируют конденсаторами (C_1 и C_2 на рис. 14-21, *б* и рис. 14-22) небольшой емкости (50—150 *пф*). В схемах со счетным запуском установка

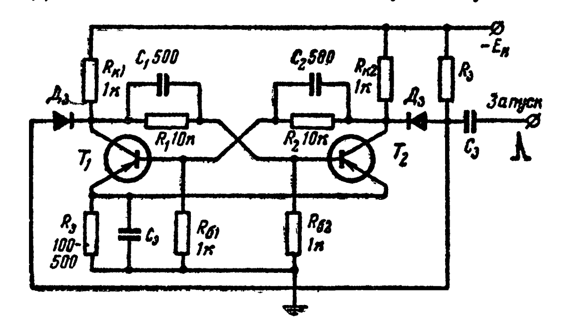


Рис. 14-22. Схема симметричного транзисторного триггера.

этих конденсаторов обязательна. При счетном запуске происходит деление частоты следования импульсов на два, т. е. частота выходного напряжения получается в 2 раза меньше частоты входного.

Важным показателем триггера является его быстродействие, т. е. возможность четкого срабатывания при поступлении сигналов, следующих с малым временным интервалом. Очередной переброс в триггере может произойти только спустя некоторое время после окончания предыдущего переброса. Это время и определяет разрешающую способность триггера. В ламповых схемах она зависит от величины паразитных параметров и крутизны характеристики ламп, а в транзисторных — от инерционных свойств транзистора, степени насыщения отпертых транзисторов и величины паразитных параметров.

Для повышения быстродействия триггера принимают специальные меры. В ламповых схемах используют пентоды вместо триодов, уменьшают сопротивления резисторов $R_а$, $R_с$ и R, вводят дополнительные ограничительные диоды, тщательно выполняют монтаж. Все это делается с целью сократить время перезаряда паразитных емкостей. В транзисторных схемах применяют малоинерционные транзисторы, устанавливают ограничительные диоды, предотвращающие чрезмерно глубокое насыщение транзисторов, а также стремятся снизить сопротивление используемых в схеме резисторов.

В последнее время для построения переключающих устройств применяют туннельные диоды. Схемы на туннельных диодах обладают чрезвычайно высоким быстродействием и весьма стабильны. Однако амплитуда выходных импульсов в них невелика. Поэтому такие схемы используются главным образом в случаях, когда схемы на транзисторах не удовлетворяют требованиям по быстродействию.

14-7. БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ

Блокинг-генератор, представляющий собой ламповый или транзисторный генератор импульсов с трансформаторной обратной связью (рис. 14-23), используется для получения кратковременных импульсов различной длительности и частоты повторений. Он применяется и для получения пилообразного тока в развертывающем блоке телевизора.

Между ламповым и транзисторным блокинг-генераторами много общего. Поэтому дальше рассматривается работа только лампового блокинг-генератора (рис. 14-23, *а*). Лампа в блокинг-генераторе подавляющую часть общего времени его работы находится в запертом состоянии и отпирается только в момент генерации импульсов. Запертое состояние лампы обеспечивается медленным разрядом конденсатора C через сеточную обмотку трансформатора $Тр$ и большое сопротивление R, т. е. током $i_р$, при котором на сетке лампы получается большое отрицательное напряжение. В момент достижения потенциала отпирания лампы возникает анодный ток, благодаря которому на первичной и вторичной (сеточной) обмотках трансформатора индуктируются напряжения.

Полярность включения вторичной обмотки выбирается так, чтобы при возникновении анодного тока потенциал ее сеточного конца был положительным (положительная обратная связь). Благодаря этому анодный ток возрастает и напряжение на сетке лампы еще больше увеличивается. Развивается лавинообразный процесс, который прекращается в тот момент, когда происходит глубокое насыщение лампы, сеточный ток достигает большой величины и резко уменьшается крутизна характеристики лампы. Так формируется фронт импульса.

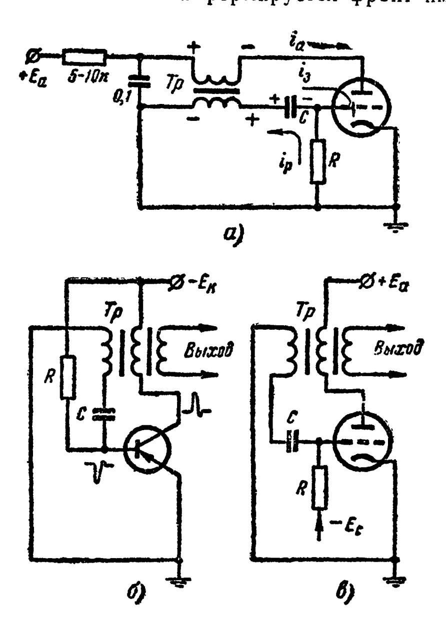


Рис. 14-23. Схемы блокинг-генераторов.

а — ламповый; *б* — транзисторный; *в* — ламповый в заторможенном режиме.

Затем наступает процесс медленного заряда конденсатора C большим сеточным током со сравнительно малой постоянной времени. Ток заряда $i_з$ проходит через сеточную обмотку трансформатора и участок сетка — катод лампы. По мере заряда конденсатора потенциал сетки уменьшается, лампа переходит в режим со все более высокой крутизной характеристики, пока вновь не

возникает лавинообразный процесс обратного знака (убывание анодного тока ведет к уменьшению потенциала сетки и т. д.) до полного запирания лампы. Так формируется срез импульса.

После запирания лампы конденсатор C медленно разряжается на резистор R. На временных диаграммах процессов (рис. 14-24) в момент среза показан дополнительный выброс, вызванный э.д.с. самоиндукции обмотки трансформатора в момент резкого запирания лампы. Таким образом, в ламповом блокинг-генераторе на аноде лампы возникает кратковременный отрицательный (с амплитудой около $0{,}9 E_а$), а на ее сетке положительный импульс (в транзисторном блокинг-генераторе на коллекторе возникает положительный, а на базе — отрицательный импульс). Часто трансформатор снабжают дополнительной (нагрузочной) обмоткой, что позволяет снимать импульсы любой полярности (рис. 14-23,*б* и *в*).

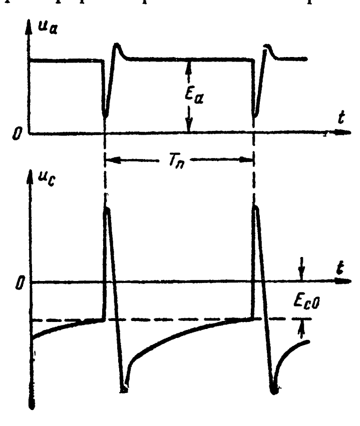


Рис. 14-24. Временные диаграммы напряжений на аноде и сетке лампы.

$T_п$ — период повторения; E_{c0} — напряжение отсечки лампы.

В блокинг-генераторах используются специальные импульсные трансформаторы. Их сердечники собирают из специальных сортов сталей и изготавливают так, чтобы обеспечить малые потери. Обмотки сердечников имеют небольшие габариты и содержат малое количество витков.

Блокинг-генераторы легко синхронизуются внешними периодическими сигналами (импульсными или синусоидальными). Длительность импульса зависит от емкости конденсатора C (увеличивается с ростом емкости). Период колебаний регулируется резистором R в достаточно широких пределах.

Во многих случаях используется заторможенный режим работы блокинг-генератора, когда на сетку лампы (или базу транзистора) подается исходное отрицательное напряжение $-E_c$ (на базу транзистора — положительное), запирающее лампу (или транзистор, рис. 14-23, *в*). Запертый блокинг-генератор создает одиночные импульсы после того, как внешний пусковой сигнал отопрет лампу (или транзистор). Имеется много других разновидностей блокинг-генераторов.

14-8. ФАНТАСТРОНЫ

Фантастрон представляет собой одноламповый генератор линейно падающего напряжения. Он запускается внешним пусковым сигналом и автоматически возвращается в исходное состояние спустя некоторое время, зависящее от параметров его схемы. По своему действию фантастрон напоминает ждущий мультивибратор. Он содержит многоэлектродную лампу и вспомогательные диодные элементы. Длительность возбужденного состояния фантастрона $t_и$ изменяют внешним управляющим напряжением $U_у$. С отдельных электродов лампы фантастрона можно снимать импульсы, по форме близкие к прямоугольным и пилообразным.

Различают две основные схемы фантастрона: с катодной связью (рис. 14-25, *а*) и с анодно-экранной связью (рис. 14-25, *б*). Эти различия имеют важное значение лишь в последней стадии работы фантастрона. Они сказываются на причинах, вызывающих прекращение возбужденного состояния и обратный переброс схемы.

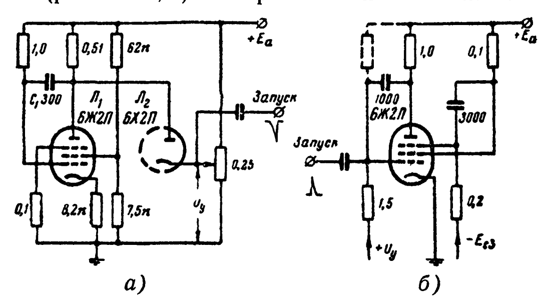


Рис. 14-25. Схемы фантастрона.

а — фантастрон с катодной связью; *б* — фантастрон с анодно-экранной связью.

Наибольшее применение находит схема, приведенная на рис. 14-25, *а*. В исходном режиме лампа $Л_1$ заперта по анодному току, и напряжение на ее аноде велико. При подаче пускового импульса (отрицательного — на первую сетку) происходит переброс схемы, и скачком возникает анодный ток. Затем ток постепенно возрастает, благодаря чему напряжение на аноде линейно падает (рабочая стадия). Прекращение этого состояния и обратный переброс схемы обусловлены процессами в цепи катода и экранирующей сетки. После переброса лампа вновь запирается по анодному току, и спустя некоторое время схема возвращается к исходному состоянию (рис. 14-26).

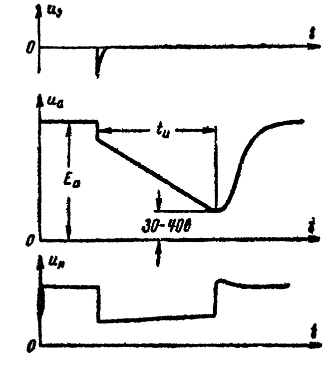


Рис. 14-26. Временные диаграммы напряжений в фантастроне с катодной связью.

$u_з$ — запускающий импульс, который через диод $Л_2$ и конденсатор C воздействует на управляющую сетку лампы $Л_1$ (см. рис. 14-25, *а*).

Для управления длительностью импульса необходимо изменять управляющее напряжение $U_у$, с помощью которого устанавливаются различные исходные напряжения на аноде лампы. Ламповый диод $Л_2$ при этом является разделительным. После срабатывания схемы он запирается, отключая фантастрон от схемы запуска. Для сокращения времени возвращения фантастрона в исходное состояние (оно может достигать значительной величины) иногда устанавливают дополнительный катодный повторитель.

В схеме на рис. 14-25, *б* регулировка длительности достигается изменением напряжения $U_у$. Эта схема часто используется как генератор с самовозбуждением, когда резистор в цепи управляющей сетки соединяется

с положительным полюсом источника анодного питания $E_а$ (штриховая часть схемы), а $E_{с3}=0$.

Фантастрон обладает следующими важными особенностями: большой стабильностью длительности вырабатываемых импульсов, высокой линейностью напряжения на аноде, пропорциональной зависимостью между длительностью импульса и величиной управляющего напряжения, которая выдерживается с высокой степенью точности.

14-9. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ ИМПУЛЬСОВ

Задержка импульсов во времени осуществляется с помощью генераторов задержанных импульсов и линий задержки. Генератор задержанных импульсов строится по схеме, показанной на рис. 14-27. Входной импульс $U_{вх}$ запускает ждущий мультивибратор *ЖМ* или фантастрон, выходной сигнал с которого подается на обостряющую (дифференцирующую) цепь *ДЦ*. Следующий затем ограничитель *О* срезает начальный импульс, оставляя задержанный. Такой способ задержки удобно использовать при необходимости иметь переменное время задержки $t_з$, пропорциональное управляющему напряжению. Для ждущих мультивибраторов и фантастронов время задержки можно устанавливать в широких пределах (от единиц до тысяч микросекунд.

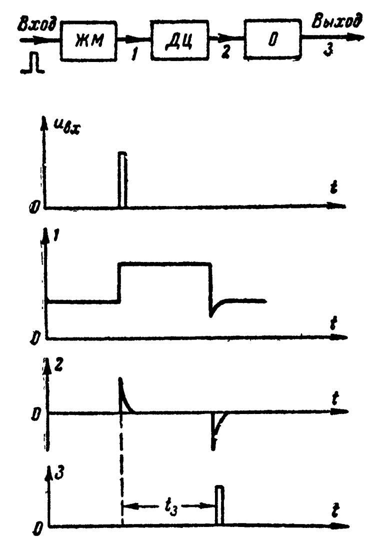


Рис. 14-27. Функциональная схема генератора задержанных импульсов и временные диаграммы, характеризующие работу генератора. Цифрами обозначены напряжения в соответствующих точках схемы.

Для задержки импульсов на постоянное время пользуются электрическими и ультразвуковыми линиями задержки. Электрическая линия задержки бывает однородной и цепочечной. Однородная линия представляет собой длинную спираль из проводника, намотанную на изолированный проводник — стержень. Слой изоляции является диэлектриком распределенной емкости между витками спирали и металлической оплеткой, надетой поверх спирали. Цепочечная линия строится из отдельных ячеек, соединенных в цепочку. Каждая ячейка в свою очередь содержит две катушки индуктивности L и шунтирующую емкость C (рис. 14-28). Импульс, поданный на вход линии, приходит на выход с запаздыванием, т. е. задерживается линией. Время задержки $t_з$ зависит от конструкции линии и ее длины (или числа ячеек).

Характер процессов в линии зависит от того, на какое сопротивление нагружена линия. Если линия разомкнута на конце, то импульс, достигнув конца, отразится в той же полярности, что и падающий. Этот отраженный импульс будет распространяться к началу линии (рис. 14-29, *а*). Если же линия замкнута на конце накоротко, то отраженный импульс будет иметь полярность, противоположную полярности падающего импульса (рис. 14-29, *б*). Так как в линии имеются потери,

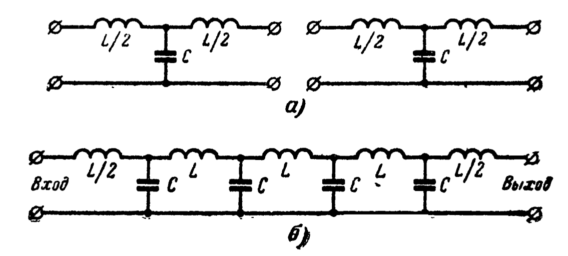


Рис. 14-28. Цепочечная электрическая линия задержки.

а — схема двух ячеек; *б* — схема линии.

величина импульса по мере движения вдоль линии уменьшается.

Отраженный импульс не возникает только при условии, когда линия нагружается на сопротивление, равное ее волновому сопротивлению. Для каждой линии это сопротивление имеет определенную величину, обычно не превышающую 1—3 *ком*. Пришедший к началу линии

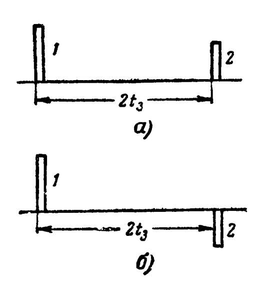


Рис. 14-29. Напряжение на входе линии задержки, согласованной с генератором импульсов.

а — линия разомкнута на конце; *б* — линия замкнута на конце; *1* — входной импульс; *2* — задержанный импульс ($t_з$ — время задержки).

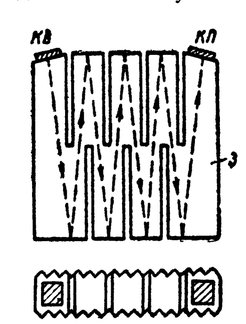


Рис. 14-30. Схематическое устройство пьезоэлектрической линии задержки. Внизу вид линии в плане. Штрихами показан путь ультразвуковой волны.

импульс не отразится, если внутреннее сопротивление подключенного к началу линии генератора равно волновому сопротивлению линии. В противном случае возникнет новый отраженный импульс, который будет снова распространяться к концу линии.

Электрические линии используются для задержки видеоимпульсов от долей микросекунды до нескольких десятков микросекунд. Ультразвуковые линии строятся на значительно большее время задержки (единицы и десятки тысяч микросекунд). В состав такой линии входят преобразователь, преобразующий электрический видеоимпульс в механические колебания ультравысокой частоты, звукопровод и приемник, в котором происходит

обратное преобразование ультразвукового импульса в видеоимпульс. Преобразование электрического импульса в ультразвуковой и обратно основано на пьезоэффекте и явлении магнитострикции. В соответствии с этим ультразвуковые линии делятся на пьезоэлектрические и магнитострикционные.

На рис. 14-30 схематически представлено устройство пьезоэлектрической линии задержки. Возбужденные видеоимпульсом колебания кварцевой пластины *КВ* передаются в звукопровод *З* — пластину из специального

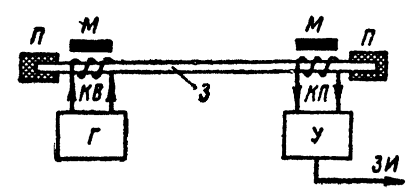


Рис. 14-31. Схематическое устройство магнитострикционной линии задержки.

сплава. После нескольких отражений ультразвуковой импульс поступает на кварцевую пластину *КП* приемника-преобразователя. Благодаря нескольким отражениям увеличивается длина пути, проходимого ультразвуковым импульсом, а следовательно, и время задержки импульсов. Для устранения нежелательных отражений боковые стенки звукопроводящего тела делаются ребристыми. Удельное время этой задержки в линии составляет 2—3 *мксек/см.*

Магнитострикционная линия задержки (рис. 14-31) состоит из стержня, сделанного из магнитострикционного материала (обычно сплав никеля), и двух катушек-преобразователей. К катушке-возбудителю *КВ* подключается генератор *Г*, в котором задерживаемый видеоимпульс преобразуется в радиоимпульс с частотой заполнения в несколько мегагерц. В результате явления магнитострикции образуется ультразвуковая волна, распространяющаяся вдоль стержня — звукопровода *З*. Достигнув приемной катушки *КП*, ультразвуковой импульс вызывает на ее концах переменное напряжение, которое после усиления и детектирования (усилитель *У*) выдается в виде задержанного видеоимпульса *ЗИ*. Постоянные магниты *М* предназначены для создания начальной индукции. Концы стержня закрепляются в звукопоглощающих подушках *П*. Удельное время задержки такой линии составляет примерно 2 *мксек/см.*

14-10. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ И ПЕРЕСЧЕТА ИМПУЛЬСОВ

Для деления частоты повторения импульсов используются накопительные и триггерные делители. Последние служат также для пересчета числа импульсов, поступивших на вход устройства.

Накопительный делитель частоты (рис. 14-32) состоит из нескольких накопительных ячеек, в каждой из которых частота делится в несколько (обычно 3—5) раз. Между накопительными ячейками расположены заторможенные блокинг-генераторы, которые разряжают накопительные конденсаторы предшествующих ячеек и генерируют входные импульсы последующих ячеек.

При поступлении на ячейку очередного i-го импульса, конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются (диод $Д_2$ при этом отпирается), а напряжение на входе блокинг-генератора возрастает на некоторую величину Δu_i. После окончания импульса конденсатор C_1 разряжается через отпирающийся диод $Д_1$ (и внутреннее сопротивление генератора импульсов) и схема подготавливается к приходу очередного импульса.

Блокинг-генератор срабатывает в момент прихода некоторого n-го импульса, когда напряжение на конденсаторе C_2 достигнет порога срабатывания, генерирует импульс и разряжает до нуля конденсатор C_2. После разряда начинается новый цикл счета. Таким образом, импульсы блокинг-генератора на выходе каждой ячейки следуют с частотой, в n раз меньшей частоты входных сигналов.

Величину n нельзя выбирать больше 5—6, иначе из-за нестабильностей в схеме будут наблюдаться ложные срабатывания. Импульсы, поступающие на вход каждой ячейки, должны иметь постоянную амплитуду. Параметры схемы выбирают из следующих условий: $R_{внД}\ C_1 < t_и$, $(R_{внД}+R_{внГ})\ C_1 \ll T_п$, $C_1 \ll C_2$, где $R_{внГ}$ и $R_{внД}$ — внутренние сопротивления генератора импульсов и отпертого диода.

Триггерный делитель (рис. 14-33) состоит из последовательно включенных триггеров *Т*, соединенных цепями запуска *ЦЗ*. В качестве последних используются дифференцирующие (обостряющие) цепочки иногда с дополнительными ограничительными диодами или триодами. Каждая ячейка такой цепочки осуществляет деление частоты поступающих импульсов на два, причем выходное напряжение каждого триггера имеет прямо-

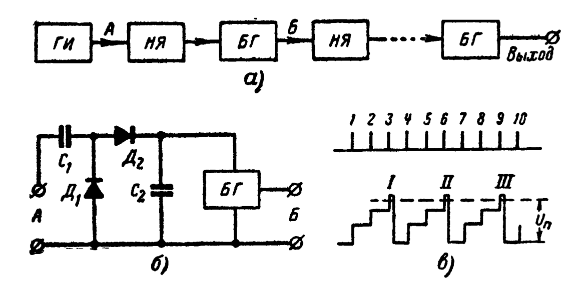


Рис. 14-32. Накопительный делитель частоты следования импульсов.

а — функциональная схема (*ГИ* — генератор входных импульсов; *НЯ* — накопительная ячейка, *БГ* — блокинг-генератор); *б* — схема накопительной ячейки с блокинг-генератором (между точками *А* и *Б*); *в* — диаграмма входных импульсов и напряжений на конденсаторе C_2 при делении частоты на три ($U_п$ — порог срабатывания блокинг-генератора, на девять входных импульсов *1—9* приходится три выходных I—III).

угольную форму. В результате частота выходных импульсов последней ячейки получается в 2^n раз меньше частоты входных импульсов (n — число триггеров). Число n ничем не ограничено. Диаграммы напряжений на рис. 14-33, *б* иллюстрируют деление частоты на $2^3=8$ (на восемь входных импульсов приходится один выходной).

Как пример, на рис. 14-34 даны практическая схема триггерного делителя частоты, состоящего из двух ячеек и осуществляющего деление на четыре, и временные диаграммы, иллюстрирующие работу этой схемы. Неоновые индикаторные лампы в делителе позволяют установить число импульсов, поступивших на схему, в двоичной системе счисления.

До прихода импульсов путем нажатия на кнопку сброса устанавливается исходное состояние, когда левые (по схеме) триоды лампы $Л_1$ и $Л_2$ заперты, а правые — отперты. Неоновые лампы $НЛ_1$ и $НЛ_2$ при этом погашены. Каждой погашенной лампе приписывается значе-

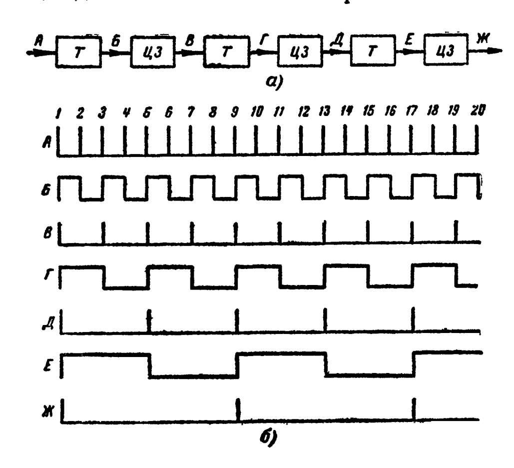


Рис 14-33. Триггерный делитель частоты следования импульсов.

а — функциональная схема; *б* — диаграммы напряжений.

ние нуль, а зажженной — единица, причем лампе $НЛ_1$ присваивается низший, а лампе $НЛ_2$ — высший разряд. Исходному положению соответствует число 00.

После прохождения первого импульса перебрасывается первый триггер и зажигается лампа $НЛ_1$ (число 01). На аноде правого триода лампы $Л_1$ будет при этом положительный перепад напряжения, который после дифференцирования (конденсатор *С* и соединенные с ним сопротивления) даст положительный импульс напряжения. Последний не запустит второй триггер (так как триггер малочувствителен к положительным импульсам) и он останется в исходном состоянии.

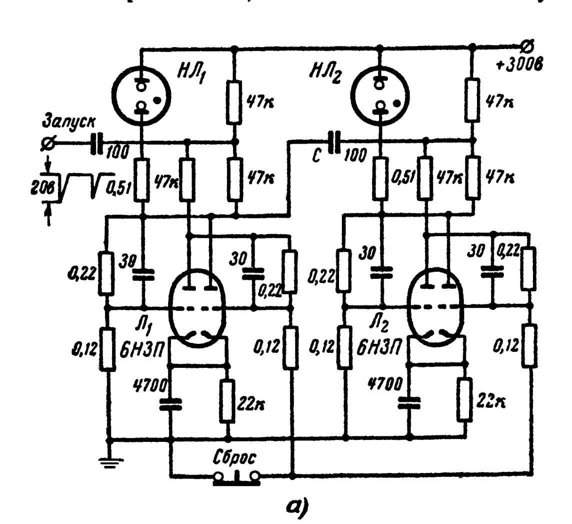
После прохождения второго импульса правый триод лампы $Л_1$ отпирается, и лампа $НЛ_1$ гаснет. Отрицательный перепад напряжения с анода правого триода лампы $Л_1$ после дифференцирования создает отрицательный импульс, который поступает на второй триггер и перебрасывает его. При этом отпирается правый триод лампы $Л_2$ и загорается лампа $НЛ_2$. Таким образом, после прохождения второго импульса индикаторные лампы дадут число 10, означающее в двоичной системе число 2.

Третий импульс перебрасывает первый триггер, но второй триггер остается в прежнем состоянии. При этом зажигаются обе индикаторные лампы (число 11, а в двоичной системе — число 3). После прохождения четвертого импульса схема возвращается в исходное состояние, и индикаторные лампы гаснут. Аналогично действует пересчетная схема и при большем числе ячеек.

Цепочка триггерных схем позволяет осуществить деление не только на 2^n, но и на любое целое число. Для этого в схеме триггерных цепочек устанавливают дополнительные обратные связи или сами ячейки соединяют специальным образом.

14-11. УСТРОЙСТВА ДЛЯ КОДИРОВАНИЯ И ДЕКОДИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ

В импульсной технике часто встречается необходимость кодирования и декодирования импульсов. Под кодированием понимается процесс преобразования импульсов, при котором каждый импульс или группа импульсов наделяются одним характерным признаком — кодом. Декодирование состоит в распознавании по коду исходного признака или в выделении импульсов, обладающих определенным кодовым признаком. Для импульсных схем наиболее часто используются два признака: временные интервалы



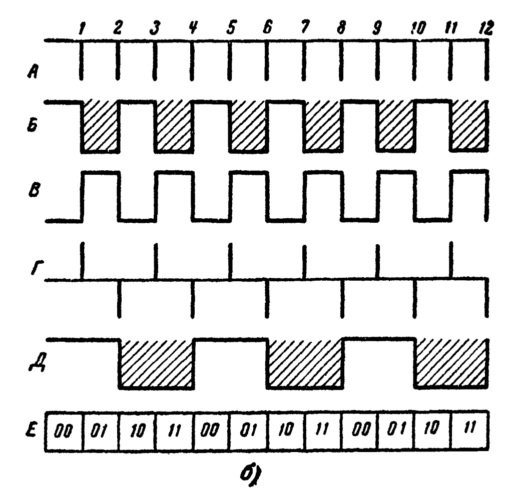


Рис. 14-34. Делитель с двумя триггерными ячейками.

а — схема; *б* — временные диаграммы, иллюстрирующие работу схемы; *А* — входные импульсы; *Б* — напряжение на аноде левого триода лампы $Л_1$; *В* — напряжение на аноде правого триода лампы $Л_1$; *Г* — импульсы, воздействующие на вторую ячейку; *Д* — импульсы на аноде левого триода лампы $Л_2$; *Е* — значение числа прошедших импульсов в двоичной системе счисления, указываемого индикаторными лампами. Заштрихованные участки обозначают время, в течение которого горят индикаторные лампы $НЛ_1$ (диаграмма *Б*) и $НЛ_2$ (диаграмма *Д*).

между двумя или несколькими импульсами в группе и длительность импульсов.

Кодообразователи и кодовые селекторы группы импульсов. В кодовой группе, состоящей из трех импульсов (рис. 14-35), кодовыми признаками являются временные интервалы t_1 и t_2. Задача кодирования состоит в получении групп из трех импульсов, отстоящих на заданных временных интервалах (t_1 и t_2), а задача декодирования заключается в выделении из импульсной последовательности только таких групп импульсов, для которых временные интервалы t_1 и t_2 имеют определенное заранее заданное значение. Число импульсов в группе (а следовательно, и количество временных интервалов) может быть и бо́льшим.

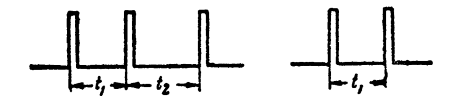


Рис. 14-35. Кодовые группы из трех и двух импульсов.

Для получения кодовых групп импульсов используются схемы с электрическими линиями задержки. На рис. 14-36 изображена простейшая схема кодообразователя. В исходном режиме лампа заперта. При поступлении на ее сетку положительного импульса лампа отпирается и импульс напряжения поступает на искусственную электрическую линию задержки *ЛЗ*, нагруженную на волновое сопротивление *W*. С отдельных отводов линии, расположенных на кодовых временных интервалах t_1, t_2 и т. д., снимаются импульсы на выход схемы. Нагрузочное сопротивление резистора $R_н$ должно быть значительно больше волнового сопротивления *W*. Диоды $Д_1$, $Д_2$ и $Д_3$ обеспечивают развязку импульсов так, что импульс, снимаемый с одного отвода, не может попасть на линию в точки подключения других отводов.

Действие схем для декодирования, т. е. селекции кодовых групп, основано на использовании схем совпадений и линий задержки. Схемы совпадений широко применяются также в цифровых вычислительных машинах для выполнения логической операции И.

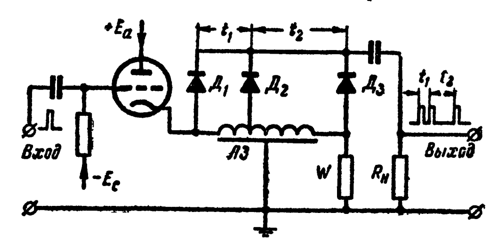


Рис. 14-36. Кодообразователь для получения трехимпульсного кода.

Схемы совпадения с многосеточными лампами используются для селекции двухимпульсных и трехимпульсных кодовых групп. В этих схемах используются пентоды с резкой отсечкой анодного тока по всем сеткам (например, пентод типа 6Ж2П) или многосеточные частотопреобразовательные лампы (например, гептод типа 6А2П). При декодировании двухимпульсного кода (рис. 14-37) лампа запирается по двум сеткам (обычно управляющей и защитной). Это означает, что анодный ток лампы будет отличен от нуля только в случае одновременного действия импульсов на обе сетки, т. е. при их совпадении по времени. Если импульсы действуют порознь, то лампа остается запертой. Для декодирования достаточно подать на сетки лампы совпадений две импульсные последовательности, сдвинутые друг относительно друга на кодовый интервал t_1.

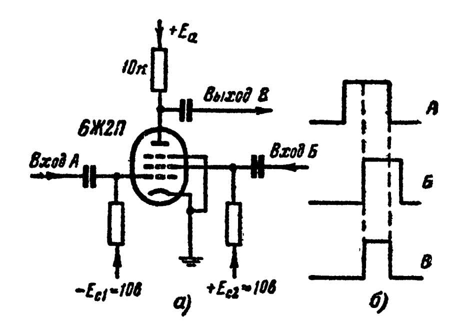


Рис. 14-37. Схема совпадений по двум импульсам (*а*) и диаграмма работы лампы совпадений (*б*).

А и *Б* — импульсы, поступающие на управляющую (первую) и экранирующую (вторую) сетки лампы; *В*—анодный ток лампы.

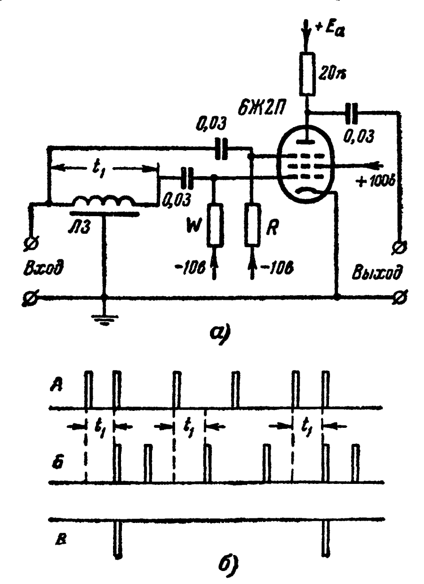


Рис. 14-38. Декодирование двухимпульсного кода.

а — схема ($R \gg W$, где *W* — волновое сопротивление линии); *б*—диаграммы, иллюстрирующие работу схемы (*А* и *Б* — входные импульсы, поступающие на управляющую (первую) и экранирующую (вторую) сетки лампы, сдвинутые на кодовое время t_1; *В* — выходные импульсы, появляющиеся только для тех групп импульсов, у которых временной интервал равен t_1).

Сдвиг достигается установкой линии задержки *ЛЗ*, как это показано на рис. 14-38, *а*. При этом, как следует из рис. 14-38, *б*, временное совпадение импульсов происходит в момент прохождения второго импульса кодовой группы исходной последовательности. В анодной цепи лампы при этом возникает отрицательный импульс. Схема не пропускает группы импульсов с кодовым временем, отличным от t_1.

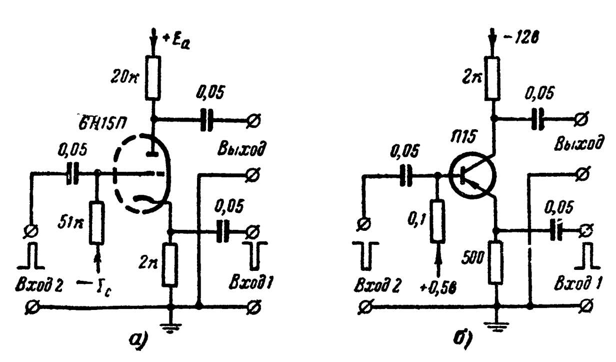


Рис. 14-39. Схемы совпадений для двух импульсов.

а — ламповая на триоде ($t_и$ =3÷5 *мксек*); *б* — транзисторная.

Иногда используются схемы совпадений на триодах (рис. 14-39, *а*) с подачей разнополярных импульсов одновременно на сетку (положительного) и катод (отрицательного). В этом случае смещение — E_c выбирается так, что амплитуда отдельного отрицательного импульса, поданного на катод (вход *1*), или положительного импульса, поданного на сетку (вход *2*), недостаточна для отпирания лампы. Она откроется только в случае одновременного действия сигналов по обоим входам, т. е. в моменты взаимного временного перекрытия импульсов. По такому же принципу действуют транзисторные схемы совпадений (рис. 14-39, *б*). Транзистор отпирается только в случае одновременного прихода импульсов на оба входа (базу и коллектор). Недостатками этих схем являются малый коэффициент передачи (обусловленный отрицательной обратной связью в цепях катода или базы) и потребность в импульсах различной полярности.

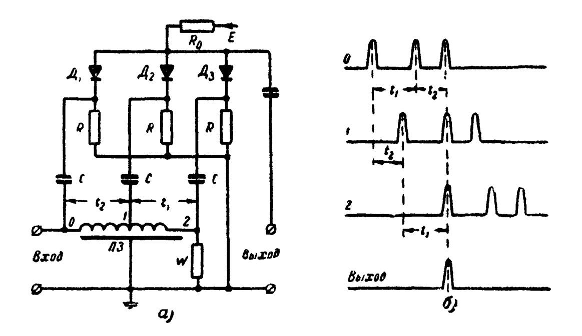


Рис. 14-40. Кодовый селектор с диодными каскадами совпадений.

а — схема; *б* — временные диаграммы импульсов (*0* — импульсы на входе линии задержки); *1* — импульсы на первом отводе линии; *2* — импульсы на втором отводе.

Схемы совпадения с диодами (рис. 14-40, *а*) используются для декодирования кодов с любым числом импульсов. В такой схеме сопротивление $R_0 \gg R \gg W$, где W — волновое сопротивление линии. Обычно для ламповых диодов $R_0 \approx 100$ *ком*, а $R \approx 10$ *ком*. Напряжение E должно быть больше амплитуды входных импульсов (порядка 50—100 *в*). Входные импульсы запирают диоды. Импульс на выходе появляется только в том случае, когда импульсы запирают все диоды одновременно. Если хотя бы один из диодов остается не запертым, то выходное напряжение повышается незначительно (практически остается близким к нулю). В такой схеме амплитуда импульса на выходе почти равна амплитуде наименьшего из всех поступивших импульсов.

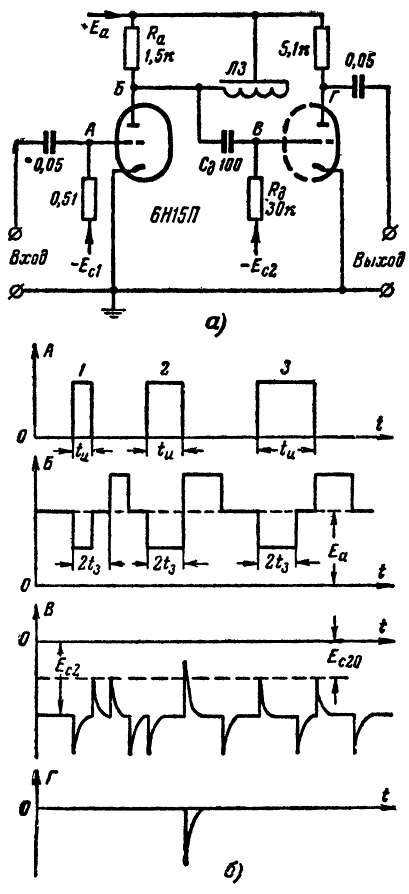


Рис. 14-41. Селектор импульсов заданной длительности.

а — схема ($R_а$ выбирается равным волновому сопротивлению линии); *б* — временные диаграммы (наибольшую амплитуду, достаточную для отпирания правого по схеме триода лампы, имеет импульс, полученный в результате действия импульса *2*, для которого $t_и = 2t_з$).

Для построения селектора используется линия задержки *ЛЗ*, причем временные интервалы между отводами линии (считая от ее начала) берутся в порядке, обратном временным интервалам в импульсном коде. Для трехимпульсного кода первый отвод берется от

точки *1* с временем запаздывания t_2, а второй от точки *2* с запаздыванием t_1. Только в этом случае три импульса совпадут по времени в момент появления последнего импульса временно́го кода (рис. 14-40, *б*). Суммарное время задержки линии $t_з=t_1+t_2$.

Селекторы длительности импульсов. Для выделения импульсов определенной длительности используется схема, представленная на рис. 14-41, *а*. Входной импульс

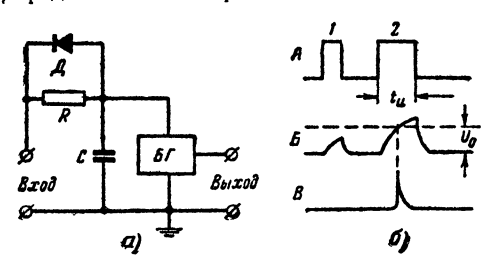


Рис. 14-42. Селектор импульсов, длительность которых превышает заданную.

а — схема; *б* — временны́е диаграммы (*А* — входные импульсы; *Б* — напряжение на конденсаторе; *В* — выходные импульсы).

положительной полярности отпирает левый (по схеме) триод лампы и на входе замкнутой на конце линии задержки *ЛЗ*, находящейся в анодной цепи этого триода, возникает импульс отрицательной полярности. После отражения от конца линии импульс меняет полярность и возвращается к началу линии через время $2t_з$. Время задержки $t_з$ выбирается равным половине длительности селектируемого импульса ($t_з=t_и/2$). Напряжение с анода левого триода лампы дифференцируется цепью $R_дC_д$ и ограничивается снизу.

Как следует из временных диаграмм (рис. 14-41, *б*), наибольший пик имеет импульс, полученный в случае $t_и=2t_з$. Именно при этом на выходе ограничителя возникает импульс. Все остальные импульсы отсеиваются схемой.

Если селектируемый импульс значительно превосходит по длительности остальные импульсы последовательности (например, превышает их длительность), то можно применить более простую схему селекции (рис. 14-42). Конденсатор *С* в этой схеме за время действия импульса *2* большой длительности успевает зарядиться до напряжения, превышающего порог ограничения или порог срабатывания U_0 заторможенного блокинг-генератора *БГ*. Импульс же *1* малой длительности не успевает зарядить конденсатор до порога ограничения и не проходит на выход схемы. Диод *Д* здесь необходим для быстрого разряда конденсатора *С* после окончания импульса, чтобы быстро подготовить схему к приходу очередного импульса Параметры схемы должны быть выбраны из условия $RC\approx0{,}7\,t_и$.

ЛИТЕРАТУРА

Калашников А. М., Слуцкий В. З., Основы радиотехники и радиолокации, Воениздат, 1962.

Кривицкий Б. Х., Элементы и устройства импульсной техники, изд-во «Советское радио», 1961.

Хесин А. Я., Импульсная гехника, изд-во «Энергия», 1965.

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

ТЕЛЕВИДЕНИЕ

При переходе от изучения радиоприемника к освоению телевизионных устройств радиолюбителю приходится знакомиться с новыми физическими явлениями и процессами, с принципами построения телевизионных систем, с особенностями их работы.

Радиолюбителям, занимающимся конструированием, налаживанием и ремонтом телевизоров, а также применением так называемого промышленного телевидения в различных отраслях народного хозяйства, важно знать принципы преобразования оптических изображений в электрические сигналы, особенности формирования полного телевизионного сигнала, основные характеристики телевизионного изображения. Необходимо также хорошо представлять себе работу отдельных узлов телевизора, способы проверки качественных показателей и методику его настройки.

15-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Телевидением называют передачу подвижных и неподвижных изображений по электрическим каналам связи. Чтобы осуществить такую передачу, необходимо, прежде всего, изображение преобразовать в соответствующие электрические (телевизионные) сигналы. На приемной же стороне эти электрические сигналы должны быть подвергнуты обратному преобразованию в видимое изображение, аналогичное передаваемому.

Общая схема телевизионной передачи представлена на рис. 15-1. Передаваемый объект (сюжет передачи) освещается источником света. Отраженные от объекта световые лучи посредством оптического устройства фокусируются на светочувствительной поверхности светоэлектрического преобразователя (передающей телевизионной трубки). С помощью этого прибора осуществляется преобразование световых сигналов разных интенсивностей, приходящих от отдельных участков изображения, в пропорциональные электрические сигналы. Выходные сигналы передающей трубки по электрическому каналу связи передаются на приемную сторону телевизионной системы (телевизионный приемник).

Наиболее широко для передачи телевизионных сигналов используются радиолинии, в состав которых входят радиопередатчик и телевизионный приемник. Высокочастотные колебания, генерируемые передатчиком,

используются как средство для передачи на большие расстояния телевизионных сигналов.

Важнейшими функциями телевизионного приемника являются прием, селекция и усиление принятых высокочастотных колебаний передатчика с последующим выделением из них телевизионных сигналов. На приемной стороне выделенные телевизионные сигналы поступают на электросветовой преобразователь, посредством кото-

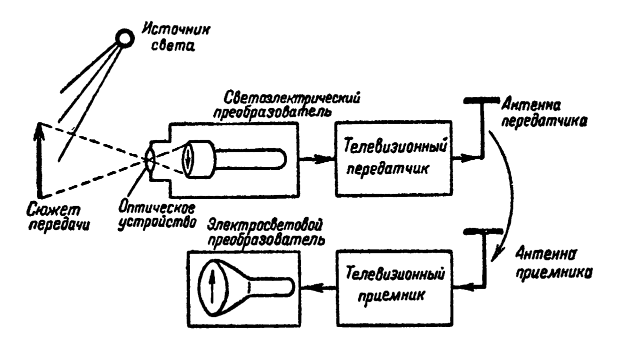


Рис. 15-1. Общая схема телевизионной передачи.

рого производится обратное преобразование электрических сигналов в видимое изображение, аналогичное передаваемому. В качестве электросветового преобразователя используется приемная трубка (кинескоп).

Особенности передачи изображений. Передаваемое изображение в общем случае характеризуется сложным распределением яркостей и цветных оттенков отдельных его элементарных участков. С течением времени распределение яркостей и цветовых оттенков может меняться из-за движения объекта, изменения освещенности и по другим причинам. Для того чтобы на приемной стороне получить наиболее полное представление о передаваемом изображении, нужно в каждый данный момент времени передавать информацию о распределении яркости и цветовых оттенков его многочисленных элементов. Чем о большем числе отдельных мелких элементарных участков объекта будет передана такая информация, тем более четким будет получено его изображение на приемной стороне.

Современные высококачественные телевизионные системы позволяют передавать информацию о распределении яркостей и цветовых оттенков не менее сотни тысяч элементарных участков изображения, обеспечивая тем самым воспроизведение его на приемной стороне с хорошо различимыми мелкими деталями. Чем на большую четкость воспроизводимых изображений рассчитывается телевизионная система, тем она получается более сложной и тем больше повышаются требования к точности изготовления и стабильности работы ее отдельных деталей и узлов. Особо сложной получается система цветного телевидения, в которой, помимо информации о распределении яркостей элементов изображения, передается еще дополнительная информация о цветности.

В практически реализуемых телевизионных системах идут на ряд упрощений, «обедняющих» воспринимаемое на приемной стороне изображение. Делается это с целью упрощения телевизионной системы и в особенности ее приемной части. Важнейшим из таких упрощений, к которому часто прибегают, является отказ от передачи цветности изображения. При этом передаются черно-белые (полутоновые) изображения, которые характеризуются только распределением уровней яркостей (от черного до белого) отдельных элементарных участков. В таких системах сравнительно простые приемники телевизионных сигналов обеспечивают воспроизведение черно-белого изображения хорошего качества, по которому можно получить достаточно полное представление о передаваемом объекте.

Развертка и синхронизация изображения. Для того чтобы по одному каналу связи произвести передачу большого числа электрических сигналов, полученных от преобразования яркостей многих элементов изображения, используется принцип поочередного преобразования яркостей этих элементов, осуществляемый посредством так называемой р а з в е р т к и и з о б р а ж е н и я. Сущность развертки изображения сводится к следующему. Анализирующий элемент, посредством которого производится преобразование яркости элементарного участка изображения в электрический сигнал, поочередно обходит все участки изображения в определенном порядке и с определенной скоростью. Последовательность обхода участков изображений (закон развертки) может быть выбран различным. Наиболее распространенным видом телевизионной развертки является п р о г р е с с и в н а я р а з в е р т к а, при которой анализирующий элемент пробегает горизонтальные строки одна за другой слева направо и сверху вниз. Анализирующий элемент движется по строке с определенной постоянной скоростью, переход же к началу последующей строки происходит со значительно большей скоростью. Совокупность всех строк, на которые разложено изображение (р а с т), образует один кадр изображения.

На рис. 15-2, *а* приведена схема, поясняющая принцип прогрессивной развертки. В качестве анализирующего элемента в этой схеме показан развертывающий электронный луч передающей трубки. В процессе развертки изображения средняя яркость каждого элементарного участка преобразуется в пропорциональный этой яркости электрический сигнал (напряжение), называемый в и д е о с и г н а л о м изображения (рис. 15-2,*б*). Одновременно с поочередным анализом отдельных элементов передаваемого изображения должно производиться воссоздание световой картины. На экране телевизионного приемника (рис. 15-2, *в*) световая точка, образованная на экране приемной трубки электронным способом, двигается по такому же закону, что и луч развертки в передающей трубке. Видеосигнал, поступающий по каналу связи на приемную сторону, изменяет яркость бегающей по экрану световой точки и тем самым воспроизводит на нем некоторое распределение яркостей.

Рис. 15-2. Принцип развертки телевизионного изображения.

Воспроизведение изображения на экране приемной трубки (требуемое распределение яркостей отдельных элементов) будет правильным в том случае, если движение световой точки (электронного луча) на приемной стороне будет копировать ход развертки на передающей стороне. Для выполнения этого условия по электрическому каналу связи передаются специальные сигналы, обозначающие начало каждого кадра и каждой очередной строки разложения на передающей стороне. Такие сигналы называют кадровыми и строчными синхронизирующими импульсами. Эти импульсы передаются в то время, когда развертывающий луч совершает обратный ход развертки, проходя от конца предыдущей к началу последующей строки (кадра).

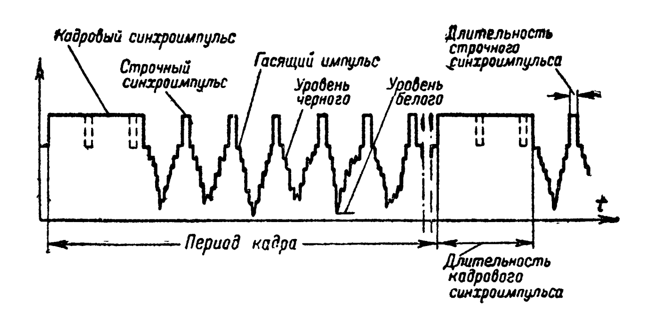


Рис. 15-3. Упрощенная форма телевизионного сигнала.

Развертка изображения должна производиться с такой скоростью, чтобы за время анализа одного кадра в передаваемом изображении не произошло существенных изменений. Продолжительность передачи одного кадра должна быть настолько малой, чтобы можно было практически пренебречь перемещением передаваемого изображения и его отдельных элементов за время кадра, т. е. отдельно взятый телевизионный кадр должен представлять собой практически неподвижное изображение. При передаче неподвижных изображений скорость развертки определяется условиями воспроизведения и наблюдения принимаемого изображения.

Состав телевизионного сигнала. Полный телевизионный сигнал, передаваемый на приемную сторону, достаточно сложен. Он включает в себя видеосигнал, кадровые и строчные синхронизирующие импульсы, а также кадровые и строчные гасящие импульсы. Упрощенная форма полного телевизионного сигнала представлена на рис. 15-3.

Гасящие импульсы используются для запирания передающей и приемной трубок на время обратного хода развертки с целью гашения их лучей. Обычно сигнал изображения располагается относительно уровня вершин синхронизирующих импульсов так, что уровень черного оказывается выше уровня белого. Такой полный телевизионный сигнал называется негативным. Но телевизионная система может быть построена и так, что при передаче светлых мест изображения амплитуда видеосигнала будет больше, чем при передаче темных мест (позитивный сигнал). Принятый негативный сигнал при подаче на управляющие электроды приемной трубки фазируется так, что действие сильного («черного») сигнала вызывает появление темного пятна на экране, а действие слабого («белого») сигнала приводит к появлению светлого пятна.

15-2. СВОЙСТВА ЗРЕНИЯ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ТЕЛЕВИДЕНИИ

Возможность наблюдения телевизионного изображения на экране приемной трубки основывается на использовании некоторых свойств человеческого зрения. Известно, что свет представляет собой электромагнитные колебания с весьма короткой длиной волны, составляющей 0,4—0,76 *мк*. Такие колебания, воздействуя на светочувствительный аппарат глаза, вызывают световое ощущение. В зависимости от длины световой волны воспринимаемого колебания изменяется цветовое ощущение. Так, например, лучи с длиной волны 0,4 *мк* воспринимаются глазом как синие, а с длиной 0,76 *мк* как красные. Волнам длиной 0,55 *мк* соответствует желтый цвет. Совместное воздействие на глаз комбинаций световых лучей различной длины волны может привести к появлению ощущения любого цветового оттенка (в зависимости от мощности составляющих колебаний). Это обстоятельство используется при построении систем цветного телевидения. Световые лучи, в которых содержатся все колебания видимой части спектра (0,4—0,76 *мк*), воспринимаются глазом как «белые».

Глаз по-разному реагирует на световое излучение различных монохроматических источников *, имеющих одинаковую мощность излучения. Он обладает избирательностью по отношению к световым лучам различных длин волн. Глаз наиболее чувствителен к световым колебаниям с длиной волны 0,55 *мк* (желтый цвет).

Существенной световой характеристикой всякого объекта является его контрастность, которую необходимо правильно передать в воспроизводимом на приемной стороне изображении. Объект может быть обнаружен на окружающем фоне, если его яркость $B_{об}$ отличается от яркости фона $B_ф$. Минимальная различимая относительная разница в яркостях фона и объекта $\Delta B = B_ф - B_{об}$, определяющая контрастную чувствительность зрения, составляет

$$K_{мин} = \frac{\Delta B}{B} \cdot 100 \approx (2 \div 5\%) .$$

Наименьший угол, в пределах которого глаз различает раздельно две точки изображения, характеризует разрешающую способность глаза. В среднем величина этого угла составляет около одной угловой минуты. Световое раздражение, возбуждаемое под действием световых лучей, воспринимается с некоторым запаздыванием. Иными словами, зрение является инерционным. Передача эффектов движения в телевидении так же, как и в кино, основана на использовании инерционности зрения, при наличии которой сохраняется зрительное ощущение в течение некоторого времени после окончания светового раздражения.

Инерционность зрения способствует воспроизведению движущихся объектов путем достаточно быстрой смены однокадровых неподвижных изображений, воспроизводимых перед наблюдателем. Опытным путем установлено, что эффект достаточно плавного движения обеспечивается при передаче 24—25 кадров в секунду. Однако при этом заметны значительные мелькания, утомляющие глаз. С увеличением частоты кадров ощущение мельканий уменьшается и при частоте 48—60 *гц* совсем исчезает.

* Источник, излучающий электромагнитные колебания одной вполне определенной волны.

15-3. ФОТОЭЛЕКТРОННОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ

Фотоэлектронный эффект

Преобразование световых сигналов в электрические производится приборами, действие которых основано на явлении фотоэлектронного эффекта. Сущность этого явления состоит в освобождении электронов в веществе под действием световых лучей. Различают внешний и внутренний фотоэлектронные эффекты. Внешним фотоэлектронным эффектом называют испускание

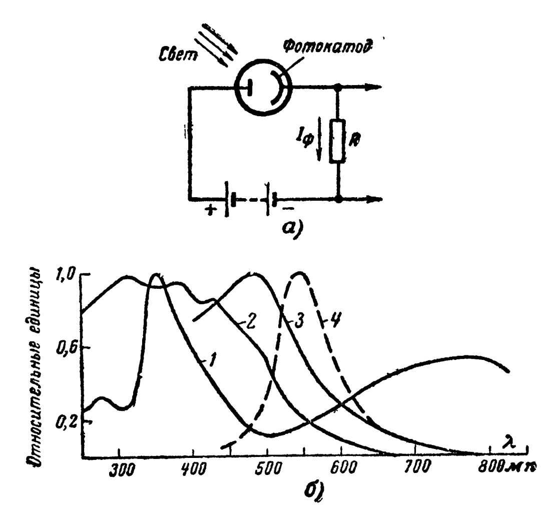


Рис. 15-4. Фотоэлемент с внешним фотоэффектом.

а — схема включения; *б* — спектральные характеристики фотоэлементов (*1* — кислородно-цезиевого; *2* — сурьмяно-цезиевого; *3*—сурьмяно-цезиевого, обработанного кислородом; *4* — кривая относительной видности).

электронов с поверхностей металлов под действием световых лучей. Наиболее значительно этот эффект выражен у щелочноземельных металлов (калий, натрий, рубидий, цезий). Сущность внутреннего фотоэффекта заключается в увеличении проводимости некоторых полупроводниковых материалов при действии на них световых лучей.

Простейшим широко распространенным прибором, основанным на явлении внешнего фотоэлектронного эффекта, является фотоэлемент (рис. 15-4, *а*). Под действием светового потока, падающего на фотоэлемент, из светочувствительной части (фотокатода) последнего вырываются электроны, которые притягиваются положительно заряженным анодом. При определенном значении анодного напряжения ток $I_ф$ в цепи фотоэлемента (фототок) пропорционален величине светового потока, падающего на фотоэлемент. Инерционность фотоэлементов весьма мала. Это означает, что время, за которое фототок достигает максимальной величины с момента начала облучения поверхности фотокатода постоянным лучистым потоком, незначительно.

Для повышения чувствительности фотоэлементов в них применяют сложные многослойные (активированные) фотокатоды. Наиболее широко распространены оксидно-цезиевые (кислородно-цезиевые) и сурьмяно-цезиевые фотокатоды, имеющие сложную слоисто-зернистую структуру. В зависимости от назначения сурьмяно-цезиевые и оксидно-цезиевые фотокатоды могут выполняться массивными, полупрозрачными и мозаичными. Полупрозрачные фотокатоды представляют собой тонкую полупрозрачную пленку, работающую на «просвет» (свет падает с одной стороны пленки, а электроны выходят с обратной ее стороны). От выбора материала фотокатода зависит чувствительность фотоэлемента к световым лучам различной длины волны. На рис. 15-4, *б* приведены характеристики спектральной чувствительности некоторых полупрозрачных фотокатодов и кривая относительной видности человеческого глаза. Подбором материала фотокатода можно добиться того, что максимум спектральной чувствительности фотоэлемента будет располагаться в области длинноволновых или коротковолновых световых лучей.

Для преобразования световых сигналов в электрические широко используются фотоэлементы, основанные на внутреннем фотоэффекте, сущность которого сводится к следующему. Под воздействием светового потока внутри полупроводника увеличивается число свободных электронов, освобождающихся из кристаллической решетки. Если к такому полупроводнику приложить напряжение, то по цепи потечет ток, величина которого будет расти с увеличением освещенности, т. е. с увеличением освещенности будет уменьшаться сопротивление полупроводника. Поэтому такие фотоэлементы называют часто фоторезисторами (фотосопротивлениями).

Резисторы обладают большей чувствительностью к лучистой энергии, чем фотоэлементы с внешним фотоэффектом. Максимум спектральной чувствительности ряда известных фотосопротивлений находится в длинноволновой области спектра (красные и инфракрасные лучи). Существенным недостатком фоторезисторов является их сравнительно большая инерционность.

Принцип накопления зарядов

Чем на большее число элементов разлагается передаваемое изображение, тем меньше получается сам элемент изображения и тем, следовательно, меньше он отражает световой энергии. Время, которое отводится при этом на светоэлектрическое преобразование одного элемента, также уменьшается. Поэтому с увеличением числа элементов разложения (увеличением четкости) при использовании в качестве светоэлектрических преобразователей обычных фотоэлементов резко уменьшается чувствительность передающей части телевизионной системы. Уменьшение чувствительности может быть настолько значительным, что даже при очень сильном освещении передаваемого объекта на выходе фотоэлектронного преобразователя передающей телевизионной установки выделяется очень слабый сигнал, соизмеримый с флюктуационными шумами.

Для увеличения чувствительности фотоэлектронных преобразователей в телевидении используется принцип накопления зарядов. Сущность этого принципа может быть пояснена с помощью схемы, представленной на рис. 15-5, *а*. Под воздействием светового потока Ф, падающего на фотокатод, в цепи фотоэлемента непрерывно протекает фотоэмиссионный ток. Ключ *К* разомкнут в течение времени, значительно большего, чем время замыкания ключа. Когда ключ разомкнут, конденсатор *С* заряжается небольшим фотоэлектронным током $I_{зар}$, при этом на конденсаторе накапливается электрическая энергия и напряжение на нем возрастает. При кратковременном замыкании ключа про-

исходит быстрый разряд конденсатора через нагрузку R, при этом среднее значение тока разряда во столько раз больше тока заряда, во сколько раз время накопления заряда больше времени разряда конденсатора (при условии, что внутреннее сопротивление фотоэлемента намного больше сопротивления нагрузки).

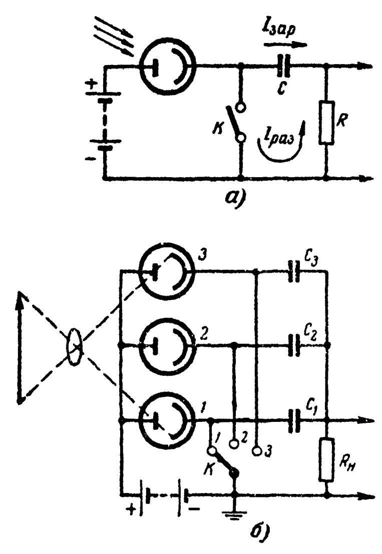


Рис. 15-5. К пояснению принципа накопления зарядов.

Падение напряжения на нагрузке R за счет разрядного тока и используется в качестве сигнала изображения.

Один отдельно взятый фотоэлемент может обеспечить преобразование световой энергии в электрический сигнал, поступающий только от одного элемента изображения. Фотоэлектронный же преобразователь передающей части телевизионной системы должен быть устроен так, чтобы каждому элементу изображения соответствовал свой элементарный фотокатод. Схема, поясняющая возможность получения телевизионных сигналов от каждого из элементов передаваемого изображения, приведена на рис. 15-5, *б*. Важной ее частью является панель из фотоэлементов, на фотокатоды которых с помощью оптической системы проецируются изображения отдельных элементов передаваемого объекта. Аноды всех фотоэлементов соединены между собой и подключены к положительному полюсу источника питания. В цепи фотокатодов включены накопительные конденсаторы (одинаковой емкости) C_1, $C_2, \ldots$, на которых происходит накопление зарядов за счет фотоэлектронного тока, обусловленного явлением внешней фотоэлектронной эмиссии. Величина зарядного тока каждого из накопительных конденсаторов определяется величиной светового потока, проецируемого от элементарного участка объекта на соответствующий фотоэлемент. В результате с течением времени на конденсаторах накапливаются заряды, образующие своеобразный «потенциальный рельеф». Уровни этого рельефа соответствуют яркостям отдельных элементов изображения. Коммутатор K поочередно в соответствии с принятым законом (порядком) развертки обеспечивает разряд накопительных конденсаторов через нагрузку $R_н$, на которой при этом выделяется напряжение сигнала изображения.

Развитие рассмотренной схемы фотоэлектронного преобразования привело к созданию современных передающих телевизионных трубок различных типов. Основное направление их совершенствования шло по пути повышения чувствительности и разрешающей способности.

Передающие телевизионные трубки

Первым типом электронно-лучевого передающего телевизионного прибора, позволившего осуществить электронное телевидение, была трубка, называемая **иконоскопом** (рис. 15-6, *а*). Прибор представляет собой стеклянную колбу в виде короткого цилиндра с приваренным к нему под углом другим более длинным цилиндром меньшего диаметра. В боковом отростке установлен электронный прожектор. Фокусируется луч электростатическим полем первого анода, а отклоняется с помощью катушек, надеваемых на горловину отростка. Важнейшим элементом этой трубки является мозаичный фотокатод (мозаика), представляющий собой слюдяную пластинку с нанесенными на ней специальным способом мельчайшими серебряно-цезиевыми фотокатодами. Обратная (тыльная) сторона слюдяной пластинки покрыта сплошным металлическим слоем, называемым сигнальной пластиной. Последняя образует с каждым из многочисленных фотокатодов, располагаемых на лицевой стороне, элементарные накопительные емкости. Перед мозаикой установлено металлическое кольцо, выполняющее роль коллектора. Оно собирает вторичные электроны, вылетающие из мозаики.

При падении света на изолированное зерно мозаики из последнего вырываются электроны, а на элемен-

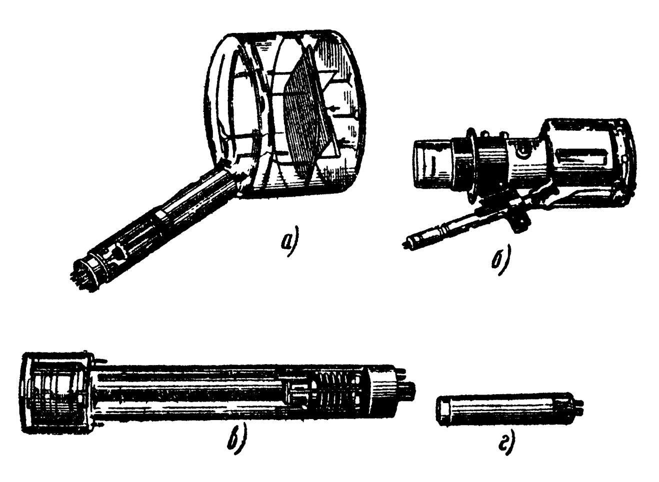


Рис. 15-6. Передающие телевизионные трубки.
а — иконоскоп; *б*—супериконоскоп; *в*—суперортикон; *г*—видикон.

тарном конденсаторе накапливается электрический заряд. Зерно оказывается заряженным положительно (недостаток электронов) относительно сигнальной пластины. Чем выше освещенность зерна, тем больше заряд на конденсаторе. Если на мозаику при помощи объектива спроецировать через переднюю стенку колбы оптическое изображение, то зерна мозаики будут испу-

скать электроны в количестве, пропорциональном освещенности. Соответственно освещенности отдельных зерен зарядятся элементарные конденсаторы. Таким образом, за счет фотоэмиссии на поверхности мозаики образуется потенциальный рельеф в соответствии с распределением яркостей отдельных участков проецируемого изображения.

Роль быстродействующего коммутатора в иконоскопе выполняет электронный луч. Прочерчивая всю поверхность мозаики, луч периодически на короткое время покрывает каждое из ее зерен. Казалось бы, что отрицательные электроны луча, падая на мозаику, должны нейтрализовать положительный заряд зерен, образованный за счет фотоэмиссии, и даже сделать его отрицательным. Однако этого не происходит потому, что электроны луча падают на мозаику с большой скоростью и выбивают (эмиттируют) на ее поверхности вторичные электроны, количество которых в 4—5 раз больше упавших. Поэтому каждое из зерен после смещения с него луча оказывается заряженным положительно примерно до +3 *в*. Ток подзаряда элементарного конденсатора во время нахождения луча на зерне тем меньше, чем больше был заряжен этот конденсатор эмиссионным током до прихода луча.

Зарядные токи элементарных конденсаторов при коммутации последних электронным лучом, протекая через нагрузочное сопротивление, образуют на нем напряжение видеосигнала негативной полярности. Процесс обегания лучом мозаики и выравнивания при этом потенциального рельефа называется считыванием рельефа. После смещения луча с зерна величина его положительного потенциала через некоторое время становится опять такой же, какой была до коммутации. При этом уменьшение потенциала происходит за счет оседания вторичных электронов, выбиваемых лучом из других зерен мозаики.

Несмотря на то, что в кинескопе используется принцип накопления зарядов, он все же имеет сравнительно малую чувствительность. Это объясняется тем, что пространственный заряд, создаваемый большим количеством вторичных электронов, а также положительный потенциал большей части мозаики создают тормозящее поле, препятствующее вылету фотоэлектронов из зерен мозаики. Кинескопу свойственны трапецеидальные искажения растра, получающиеся из-за того, что ось электронного прожектора по отношению к плоскости фотомозаики находится под острым углом. Чтобы устранить трапецеидальные искажения растра, ток в строчных отклоняющих катушках кинескопа модулируется пилообразным напряжением кадровой развертки. Глубина модуляции устанавливается опытным путем. Из-за неравномерного оседания вторичных электронов обратно на мозаику наблюдается так называемый эффект «черного пятна» (затемнение отдельных участков изображения). Устраняется «черное пятно» вводом в телевизионный сигнал от специальных генераторов компенсирующих сигналов. Иконоскоп при хорошей освещенности передаваемого объекта обеспечивает высокую четкость изображения и хорошую передачу градаций яркости. Используется этот тип трубки только при студийных передачах.

В результате усовершенствования кинескопа была создана более чувствительная передающая телевизионная трубка типа суперикоНоскоп (рис. 15-6, *б*). Светочувствительным элементом этой трубки является полупрозрачный фотокатод, работающий на просвет. Он нанесен в виде пленки на внутреннюю поверхность передней стенки стеклянного баллона (колбы). В противоположной стороне колбы укреплена мишень, представляющая собой тонкую диэлектрическую пластинку, покрытую с обратной стороны металлическим слоем — сигнальным электродом. Внутренние стенки колбы покрыты проводящим слоем, выполняющим роль коллектора.

Формирование электронного луча в супериконоскопе и управление им производится так же, как и в кинескопе. На переднюю часть колбы, где расположен фотокатод, надевается длинная фокусирующая катушка (катушка переноса), создающая равномерное продольное магнитное поле. Передаваемое изображение проецируется с помощью объектива на полупрозрачный фотокатод. Из отдельных элементарных (малого размера) участков фотокатода под действием квант света эмиттируются фотоэлектроны. Чем сильнее освещен элементарный участок фотокатода, тем больше фотоэлектронов он испускает. Под действием ускоряющего электрического поля фотоэлектроны устремляются к мишени. При этом они перемещаются вдоль магнитных силовых линий, создаваемых катушкой переноса, не отклоняясь в стороны, так что распределение плотностей фотоэлектронов, прилетающих на мишень и покидающих фотокатод, одинаково. Таким образом, распределение плотности фотоэлектронов в плоскости мишени соответствует распределению освещенности передаваемого изображения.

Материал мишени выбирается с коэффициентом вторичной эмиссии большим единицы, благодаря чему фотоэлектроны, ударяясь в мишень, образуют на ней глубокий положительный потенциальный рельеф. Электронный луч, обегая поверхность мишени, стирает потенциальный рельеф так же, как и в иконоскопе. На нагрузочном сопротивлении, включенном в цепь сигнальной пластины, при этом выделяется сигнал изображения. В иконоскопе потенциальный рельеф создается квантами света, а в супериконоскопе быстролетящими фотоэлектронами.

В супериконоскопе более полнее используется световой поток, падающий на фотокатод, так как последний является сплошным, а не мозаичным. Кроме того, образование потенциального рельефа на мишени производится ускоренными фотоэлектронами и сопровождается усилением благодаря вторично-электронной эмиссии. Все это обеспечивает супериконоскопу более высокую чувствительность (примерно в 10 раз) в сравнении с иконоскопом. Так как фотокатод супериконоскопа нанесен непосредственно на переднюю стенку колбы, то для проецирования на него передаваемых изображений могут применяться более короткофокусные светосильные объективы, что также повышает чувствительность передающей установки.

К недостаткам супериконоскопа относится пониженная четкость изображения, объясняемая неоднородностью магнитного поля катушки переноса, а также наличием трапецеидальных искажений растра и явления «черного пятна», вызываемого неравномерностью рассеяния вторичных электронов. Устранение этих искажений в супериконоскопе осуществляется так же, как и в иконоскопе.

В настоящее время широко применяется телевизионная передающая трубка, называемая суперортиконом (рис. 15-6, *в*). В этой трубке используется явление внешнего фотоэффекта и перенос изображения с полупрозрачного фотокатода на двустороннюю мишень со вторично-электронной эмиссией. Потенциальный рельеф образуется на стороне мишени, обращенной к фотокатоду, но благодаря электростатической индукции такой же рельеф получается и на другой ее стороне, обращенной к коммутирующему лучу. Применение

двусторонней мишени позволяет производить считывание потенциального рельефа с обратной стороны и разместить электронный прожектор по оси трубки.

Отличительной особенностью суперортикона является то, что в нем для коммутации потенциального рельефа используется пучок медленных («мягких») электронов, которые, падая на мишень, не выбивают вторичных электронов. Благодаря этому в трубке отсутствует «черное пятно». Для усиления выходного сигнала внутри трубки вмонтирован электронный умножитель. Серийные трубки этого типа, обеспечивающие четкость передаваемого изображения 625 строк, могут работать при освещении порядка 1,5 *лк*, в то время, как минимальная освещенность, необходимая для чтения и письма, составляет 20—30 *лк*.

Передающие телевизионные трубки, в которых используется явление внутреннего фотоэлектронного эффекта, часто называемые видиконами (рис. 15-6, *г*), имеют примерно такую же чувствительность и разрешающую способность, как суперортиконы, однако они значительно проще последних по конструкции и более удобны в эксплуатации. Передаваемое оптическое изображение проецируется объективом на тонкий фотопроводящий слой такой трубки, нанесенный на полупрозрачную сигнальную пластину. Последняя через металлическое кольцо соединена с нагрузочным сопротивлением. При освещении сигнальной пластины между ее левой и правой сторонами образуются проводящие каналы, причем величина проводимости зависит от освещенности проецируемого участка изображения. За период кадра между правой и левой сторонами пластины происходит перераспределение электронов тем более значительное, чем больше проводимость ее элементарного участка. На элементарных конденсаторах, параллельных проводящим каналам, в течение времени кадра образуется потенциальный рельеф, определяемый распределением освещенностей различных участков передаваемого изображения. Потенциальный рельеф считывается коммутирующим электронным лучом, который развертывается в растр по правой стороне поверхности фотопроводящей пластины. Видеосигнал изображения снимается с нагрузочного сопротивления, включаемого в цепь сигнальной пластины.

Существенным преимуществом такой передающей трубки является простота ее конструкции и высокая чувствительность. К недостаткам трубок этого типа относится повышенная инерционность, препятствующая их использованию при передаче изображений движущихся объектов.

15-4. КИНЕСКОПЫ

Преобразование принятых телевизионных сигналов в видимое изображение производится приемной телевизионной трубкой, называемой **кинескопом**. В приемных трубках используется явление катодолюминесценции, заключающееся в свечении вещества экрана трубки под действием бомбардирующих его электронов. В зависимости от химического состава вещества экрана (люминофора) цвет его свечения может быть синим, красным, зеленым, голубым и т. п. Ни один из известных люминофоров не дает белого свечения экрана. Поэтому материал для экранов кинескопов получают путем механической смеси нескольких люминофоров, цвета свечения которых дают результирующий белый цвет.

В зависимости от способов формирования электронного луча и управления им кинескопы делятся на электромагнитные и электростатические. В электромагнитных кинескопах фокусировка и отклонение луча по строке и кадру осуществляется магнитным полем соответствующих катушек, располагаемых снаружи горловины кинескопа. В электростатических кинескопах фокусировка луча и его отклонение производятся с помощью электрических полей, создаваемых электродами, вмонтированными внутри кинескопа. Наиболее широкое распространение получили электромагнитные кинескопы, которые по сравнению с электростатическими меньше по длине при одинаковых с ними размерах экрана и ускоряющих напряжениях, а также проще по конструкции.

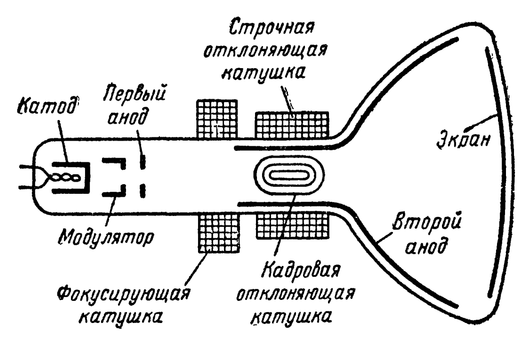


Рис. 15-7. Схема приемной телевизионной трубки.

В современных кинескопах разных типов фокусировка луча производится как с помощью электростатического, так и с помощью магнитного полей. На рис. 15-7 показана схема кинескопа с электромагнитными отклонением и фокусировкой луча. Внутри вакуумной колбы расположены электронный прожектор, состоящий из термоэлектронного катода, управляющего электрода — модулятора и первого анода, второй анод в виде графитового покрытия и экран, вещество которого может светиться под воздействием электронов, вылетающих из прожектора, и дополнительно ускоряемых электрическим полем первого и второго анодов. Фокусировка электронов производится как самим электронным прожектором, так и фокусирующей катушкой, расположенной на горловине трубки.

Отклонение электронного луча (светящегося пятна) по горизонтали и вертикали осуществляется с помощью катушек строчной и кадровой разверток. Яркость свечения участка экрана, подвергаемого электронной бомбардировке, зависит от величины тока (интенсивности) луча. Она меняется при изменении управляющего напряжения, представляющего собой полный телевизионный сигнал, подаваемый с выхода телевизионного приемника на кинескоп.

В зависимости от числа каскадов видеоусилителя и способа включения видеодетектора телевизионный сигнал может поступать на кинескоп негативным или позитивным. В случае негативного он подается на катод кинескопа. Уровню черного в этом случае будет соответствовать запирание луча, а уровню белого — значительная величина тока. Если же с выхода приемника снимается позитивный телевизионный сигнал, то для правильного воспроизведения яркостей на экране подавать такой сигнал нужно на модулятор кинескопа.

Чтобы уменьшить габариты телевизора при сохранении полезной площади его экрана, применяют кине-

скопы с прямоугольными экранами (например, 35ЛК2Б, 43ЛК3Б, 53ЛК2Б). Для этого же, кроме того, стали применять короткие кинескопы с углом отклонения луча 110° (например, 43ЛК9Б, 53ЛК6Б) вместо длинных кинескопов с углом отклонения луча 70°. Особенностью этих новых кинескопов является то, что в них используется тетродный прожектор и электростатическая фокусировка луча, обеспечивающая равномерную фокусировку по всему полю экрана.

15-5. ОБЩАЯ ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА ТЕЛЕВИЗИОННОЙ СИСТЕМЫ

В состав вещательной телевизионной системы входят передающая станция (телецентр) и множество приемных станций (телевизоров). На рис. 15-8 приведены упрощенные функциональные схемы передающей телевизионной станции и телевизионного приемника.

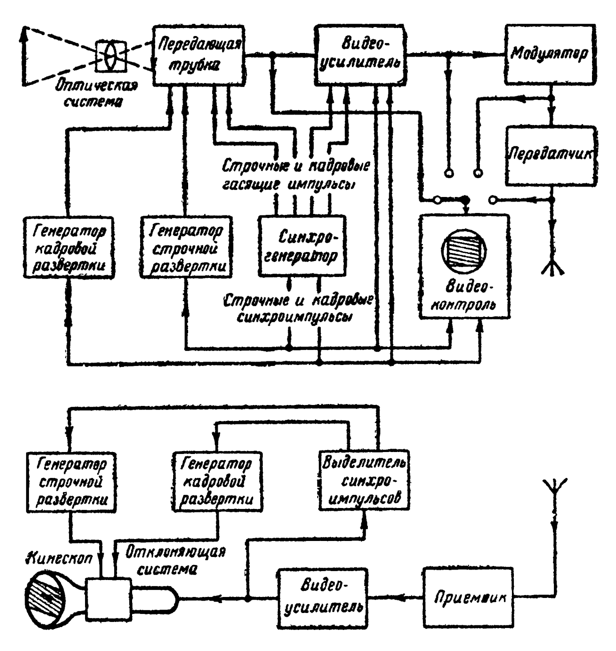


Рис. 15-8. Функциональная схема телевизионной системы (без канала звукового сопровождения).

Передаваемый объект при помощи оптической системы проецируется на светочувствительную поверхность передающей телевизионной трубки, в которой спроецированное изображение преобразуется в телевизионный видеосигнал. Развертка коммутирующего электронного луча передающей трубки осуществляется с помощью генераторов строчной и кадровой разверток. Синхрогенератор передающей станции вырабатывает строчные и кадровые синхронизирующие импульсы, управляющие работой соответствующих генераторов развертки. В нем вырабатываются также строчные и кадровые гасящие импульсы, которые используются для гашения обратного хода развертки передающей трубки. С выхода передающей трубки телевизионный сигнал поступает в канал усиления, состоящий из нескольких каскадов видеоусилителей, обеспечивающих усиление широкополосных сигналов.

Канал усиления обычно разбивается на предварительный (камерный) усилитель, конструктивно расположенный в непосредственной близости от передающей трубки, промежуточный усилитель и линейный усилитель. Близкое расположение предварительного усилителя к передающей трубке, а также применение специальных схем в этом усилителе обеспечивают высокое отношение амплитуды полезного видеосигнала к шумам, которые появляются из-за различного рода флюктуаций и наводок, что улучшает качество изображения, воспроизводимого на экране телевизионного приемника. Число предварительных и промежуточных усилителей соответствует числу работающих камер. Выходы промежуточных усилителей коммутируются с помощью микшерного устройства, позволяющего режиссеру выбрать для передачи видеосигнал нужной камеры. С выхода микшерного устройства сигнал изображения поступает в линейный усилитель.

В линейном усилителе осуществляется дальнейшее усиление телевизионного сигнала и замешивание в последний гасящих импульсов, а также строчных и кадровых синхроимпульсов, поступающих от синхрогенератора. С выхода линейного усилителя полный телевизионный сигнал поступает на вход модулятора телевизионного радиопередатчика. В модуляторе сигнал усиливается по мощности, а затем подается на высокочастотный генератор для модуляции несущей частоты.

Телевизионный передатчик обычно содержит не менее двух каскадов. Первый каскад является задающим генератором, а остальные каскады выполняют задачи умножения частоты или усиления мощности. Посредством передающей антенны телевизионные радиосигналы излучаются в пространство. С помощью дополнительной антенны излучаются также сигналы звукового сопровождения, поступающие от специального передатчика.

Сигналы, излучаемые антенной телевизионного передатчика, воспринимаются антенной телевизора, усиливаются им и разделяются по каналам изображения и звукового сопровождения. В телевизионном приемнике имеются цепи синхронизации и развертки. Цепи синхронизации производят выделение из полного телевизионного сигнала синхронизирующих импульсов и разделение их на строчные и кадровые синхроимпульсы. Такое разделение производится на основании различия этих импульсов по длительности. Выделенные строчные и кадровые синхроимпульсы используются для синхронизации генераторов кадровой и строчной разверток телевизора.

Полный телевизионный видеосигнал с выхода телевизора (видеоусилителя) подается на управляющий электрод кинескопа и управляет яркостью свечения пятна, развертываемого по его экрану. При этом на экране возникает световое изображение сюжета телевизионной передачи. Входящие в состав полного телевизионного сигнала строчные и кадровые гасящие импульсы обеспечивают запирание кинескопа (гашение луча) на время обратного хода развертки по строкам и по кадру.

15-6. ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ И ПАРАМЕТРЫ ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

Основные показатели качества изображения

К наиболее важным техническим показателям, характеризующим качество воспроизведения телевизионного изображения на экране кинескопа, относятся раз-

мер, яркость, контрастность, четкость и наличие паразитных сигналов, вызывающих нарушение распределения яркостей элементарных участков воспроизводимого изображения.

Оптимальный размер наблюдаемого изображения зависит от условий наблюдения и прежде всего от расстояния между наблюдателем и приемным экраном. Из практики кино экспериментально установлено, что при соотношении сторон кадра $^3/_4$ угол между лучами, идущими от изображения к наблюдателю в вертикальной плоскости, не должен превышать 15°. При этом наблюдатель может видеть все поле изображения и получить наиболее полное впечатление о сюжете передачи. При таком угле зрения отношение высоты изображения к расстоянию его до наблюдателя составляет примерно $^1/_4$.

Яркость изображения выбирается такой, чтобы наблюдатель не напрягал зрения при рассматривании изображения в условиях умеренной освещенности помещения. Известно, что при чтении или выполнении мелкой работы освещенность должна быть порядка 100 *лк*. При этом освещаемая белая поверхность (листа бумаги) будет иметь яркость в пределах 25—30 *нт*. Телевизионное изображение, как правило, наблюдается в условиях высокой внешней освещенности, понижающей контрастность изображения. Для того чтобы получить необходимую контрастность телевизионного изображения, средняя его яркость должна быть не менее 30—35 *нт*. Максимальная же яркость может достигать 150—200 *нт*.

Важнейшим показателем качества изображения является его четкость, под которой понимается относительный размер элементов, составляющих рассматриваемое изображение. Четкость зависит от расстояния между наблюдателем и изображением (от угла зрения), а также от яркости и контрастности изображения. С увеличением яркости и контрастности удается рассмотреть больше мелких деталей изображения. Если говорят о четкости телевизионного изображения, то под этим понимают способность телевизионной системы воспроизводить мельчайшие элементы и резкие переходы.

Максимальная приемлемая для глаза четкость рассматриваемого изображения определяется разрешающей способностью зрения. Известно, что разрешающая способность нашего глаза измеряется минимальным угловым расстоянием между двумя соседними точками изображения, различаемыми глазом раздельно. Считается, что величина этого угла при хорошем изображении со средней яркостью и контрастностью составляет около 1—1,5 угловых минут. При такой разрешающей силе глаза изображение, рассматриваемое под углом 15° в вертикальном направлении, должно состоять в этом же направлении из 600—900 элементов.

Особенность структуры телевизионного изображения, рассматриваемого на экране кинескопа, состоит в том, что в направлении строк изображение является непрерывным (сплошным), а в направлении, перпендикулярном строкам, оно состоит из отдельных дискретных элементов. Четкость телевизионного изображения в направлении, перпендикулярном строкам, определяется сравнительно просто. Так как на каждой строке в этом направлении может располагаться только один дискретный элемент изображения, то четкость в направлении развертки кадра может определяться теоретически числом строк в растре. Четкость изображения в направлении строки (случай непрерывного изображения) зависит от амплитудно-частотной характеристики телевизионного тракта, а также от формы и геометрических размеров разлагающего и воспроизводящего элементов. В современных телевизионных системах стремятся получить четкость изображения в направлениях строк и кадров одинаковой.

Телевизионный сигнал, поступающий на вход кинескопа, подвергается в тракте передачи воздействию различного рода паразитных сигналов или помех, которые приводят к изменению яркости изображения или появлению паразитных теней на приемном экране.

Влияние параметров телевизионной системы на качество изображения

Важнейшими параметрами телевизионной системы, оказывающими существенное влияние на качество воспроизводимого на приемном экране изображения, являются частота кадровой развертки (частота кадров), число строк в растре, полоса пропускания телевизионного канала и величина несущей частоты.

Частота кадров. При прогрессивной развертке (рис. 15-9) частота кадров выбирается из условия отсутствия мельканий при воспроизведении эффекта движения в наблюдаемом изображении. Обычно значение частоты кадровой развертки выбирается в пределах 40—60 *гц*.

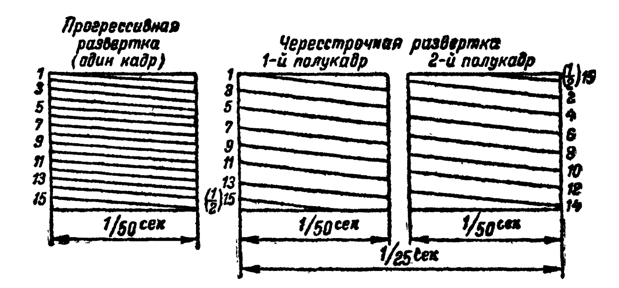


Рис. 15-9. Прогрессивная и чересстрочная развертки.

С увеличением частоты кадров мелькания изображения пропадают, но вместе с тем требуемая ширина полосы пропускания телевизионного тракта увеличивается. Чтобы устранить мелькания и уменьшить вдвое полосу пропускания телевизионного тракта, в вещательных телевизионных системах широко применяется так называемая чересстрочная развертка, сущность которой состоит в следующем.

Вместо передачи 50 кадров в секунду при прогрессивной развертке и Z строках разложения (растра) поступают следующим образом. За первые 1/50 *сек* передаются все нечетные строки (1, 3, 5 и т.д.), образующие первый полукадр. За последующие 1/50 *сек* передают все четные строки (2, 4, 6 и т.д.), образующие второй полукадр. Для того чтобы строки первого и второго полукадров не накладывались, общее число строк Z выбирается нечетным. Поэтому развертка первого полукадра заканчивается на половине последней нечетной строки, а вторая ее половина входит во второй полукадр. Таким образом, все строки растра Z передаются за время 1/25 *сек*, т. е. число полных кадров, передаваемых в секунду, уменьшается вдвое. В то же время количество смен «полукадров» остается равным 50 в секунду, вследствие чего мелькание изображения происходит с той же частотой, как и при прогрессивной развертке (50 *гц*). Мелькание при этом незаметно,

а четкость изображений не ухудшается, так как число строк разложения остается неизменным. В результате применения чересстрочной развертки число кадров в секунду, необходимое для устранения мелькания, уменьшается вдвое.

В телевизионной системе, предназначенной для передачи неподвижных изображений, частота кадровой развертки может быть значительно уменьшена. В том случае, если частота кадровой развертки становится менее 7—10 *гц*, инерционность зрения оказывается недостаточной для того, чтобы наблюдатель мог воспроизвести слитно принимаемое изображение. В таких случаях используется фотографическая запись телевизионного изображения или же применяются специальные приемные электроннолучевые трубки с длительным послесвечением экрана.

Число строк разложения. От числа строк, на которое разлагается передаваемое изображение, зависит четкость воспроизводимого на приемном экране телевизионного изображения. Обычно стремятся к тому, чтобы число строк разложения соответствовало разрешающей силе глаза, характеризуемой минимальным углом зрения $\gamma_{мин}$. С уменьшением расстояния между наблюдателем и экраном становятся различимыми все более близко расположенные друг к другу точки изображения, т. е. при одной и той же разрешающей силе зрения (допустим $\gamma_{мин}=1°$) четкость изображения повышается. Следовательно, для обеспечения оптимальной четкости изображения с уменьшением расстояния между наблюдателем и рассматриваемым на приемном экране изображением необходимо увеличить число строк разложения.

Связь между требуемым числом строк разложения Z, высотой экрана h и расстоянием L, с которого рассматривается изображение, определяется следующим соотношением

$$Z=\frac{2h}{L\gamma_{мин}}.$$

Частота генератора строчной развертки телевизионной системы определяется по формуле

$$f_{стр}=Zf_к,$$

где $f_к$ — частота кадров.

Полоса пропускания частот телевизионного канала. Четкость телевизионного изображения в направлении строк определяется параметрами телевизионного тракта, важнейшим из которых является полоса пропускаемых им частот. Сигнал изображения, снимаемый с выхода передающей телевизионной трубки, обладает рядом характерных особенностей. Рассмотрим эти особенности на примере передачи по телевизионному каналу трех контрастных пятен разной яркости $B_1<B_2<B_3$ (рис. 15-10). При развертке вдоль строки S_1—S_2 видеосигнал в точках *1—1′*, *2—2′*, *3—3′* изменяется скачком, а в другие моменты времени остается постоянным. Ступенчатость и наличие резких скачков является характерной особенностью видеосигнала. Искажение скачков, например уменьшение их крутизны, приводит к размытости контуров и уменьшению четкости воспринимаемого изображения. При искажении вершин импульсов видеосигнала искажаются яркости элементов изображения. Для того чтобы на экране телевизионного приемника правильно воспроизводились скачки и уровни (полутона) яркостей элементов изображения, соответствующим образом выбираются границы полосы пропускания телевизионного тракта. Для передачи резких скачков сигнала, характеризующих контуры изображения, необходимо также стремиться к уменьшению поперечного сечения (так называемый апертуры) электронного луча в передающей и приемной трубках.

Сложный по форме телевизионный сигнал, полученный при светоэлектронном преобразовании любого реального сюжета передачи, можно представить в виде спектра, состоящего из большого числа синусоидальных

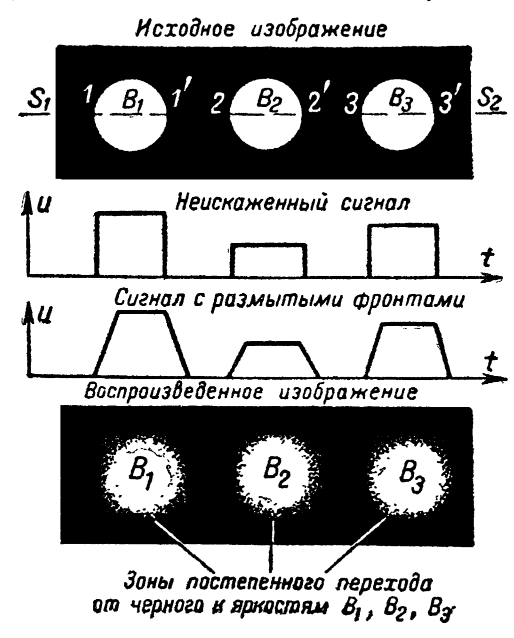


Рис. 15-10. Особенности телевизионного сигнала.

колебаний различных частот. При сложении этих колебаний воспроизводится форма передаваемого телевизионного сигнала. Основная часть энергии телевизионного сигнала концентрируется около составляющих спектра, имеющих следующие частоты: 1) частоты изменения средней яркости сюжета передачи от кадра к кадру (от 0 до 2—3 *гц*); 2) частота кадров $f_к$ и ее гармоники $2f_к$, $3f_к$ и т. д.; 3) частота строк и ее гармоники $2f_{стр}$, $3f_{стр}$ и т. д. Между участками спектра, в которых концентрируется энергия телевизионного сигнала, имеются незаполненные промежутки, которые используются в цветном телевидении для передачи информации о цвете.

Наивысшая граничная частота (ширина) спектра телевизионного видеосигнала определяется по формуле

$$f_{высш}=\frac{0,7k_ф Z^2 f_к}{2},$$

где $k_ф$ — коэффициент формы кадра, равный отношению ширины кадра к его высоте.

Нижней частотой спектра является частота изменения средней яркости сюжета передачи от кадра к кадру. Поскольку эти частоты являются малыми, практически приближающимися к нулю, то значение наивысшей частоты спектра телевизионного сигнала $f_{высш}$ принимают за ширину полосы спектра телевизионного сигнала $\Delta f_с$, т. е. $f_{высш}=\Delta f_с$. Если, например, при черес-

строчной развертке $f_к=25$ *гц*, $Z=625$ строк и $k_ф=4/3$, то $\Delta f_c=4$ *Мгц*. Из этого примера следует, что телевизионный сигнал имеет весьма широкий спектр частот.

Для того чтобы передаваемое изображение воспроизводилось на приемном экране телевизионной системы правильно, необходимо все составляющие спектра телевизионного сигнала передать на вход кинескопа без искажений. Следовательно, полоса пропускания тракта телевизионного сигнала должна быть не меньше ширины спектра передаваемого сигнала. При потере наиболее низких частот спектра, в том числе и, средней составляющей, искажается распределение яркостей отдельных участков воспроизводимого изображения. Потеря высших составляющих частот спектра приводит к искажению (размытию) контуров объектов на изображении и ухудшению четкости. Необходимая форма частотной характеристики тракта передачи телевизионного сигнала достигается соответствующей настройкой селективных элементов тракта и применением корректирующих схем.

Передача телевизионного сигнала по радио в современных вещательных телевизионных системах осуществляется преимущественно методом амплитудной модуляции высокочастотных колебаний передатчика. При амплитудной модуляции спектр телевизионного радиосигнала имеет две боковые полосы частот, которые представляют собой как бы зеркальное отражение спектра телевизионного видеосигнала по обе стороны от несущей радиочастоты $f_н$. Таким образом, полоса частот $\Delta f_{рс}$, занимаемая спектром радиосигнала, равна удвоенному значению максимальной частоты спектра видеосигнала $f_{высш}$, т. е.

$$\Delta f_{рс}=2f_{высш}=2\Delta f_c.$$

Спектр телевизионного радиосигнала занимает весьма широкую полосу частот, составляющую 6—8 *Мгц* и более. В целях уменьшения ширины полосы, занимаемой телевизионной системой, в телевизионном вещании осуществляется так называемая однополосная передача радиосигналов, при которой на передающей стороне с помощью фильтров одна из боковых полос модуляции подавляется. Подавление одной боковой полосы телевизионного сигнала при определенной настройке телевизионного приемника не приводит к заметным искажениям воспроизводимого на приемном экране изображения. Полоса же пропускания радиочастотных цепей радиоприемника при этом уменьшается почти вдвое, что упрощает его конструкцию.

Несущая частота телевизионного канала. Известно, что для неискаженного воспроизведения на приемной стороне передаваемого по радиолинии сигнала необходимо, чтобы частота несущей была больше наивысшей частоты спектра передаваемого сигнала минимум в 10—15 раз. Это значит, что для передачи телевизионного видеосигнала с содержащимися в нем частотами до 5—6 *Мгц* этим частотам соответствуют метровые волны (6—3,3 *м*). Современные телевизионные системы различных назначений работают на волнах в диапазоне от 7,5 *м* до 3,5 *см*.

Дальность приема телевидения

Особенность ультракоротких волн, на которых производятся телевизионные передачи, состоит, как известно, в том, что их распространение аналогично распространению световых волн. Другими словами, ультракороткие волны в отличие от коротких и длинных радиоволн плохо огибают кривизну земной поверхности. Поэтому уверенный и регулярный прием телевизионных передач на ультракоротких волнах возможен только при наличии так называемой геометрической (прямой) видимости, определяемой высотой подъема передающей и приемной антенн (прямая между передающей и приемной антеннами, проходящая над поверхностью земли). При наличии прямой видимости практическая дальность телевизионной передачи зависит также от мощности передатчика и чувствительности приемника. Обычно зона уверенного приема телевизионных передач составляет 60—70 *км*.

Для увеличения дальности телевизионных передач в настоящее время широко используются радиорелейные (ретрансляционные) линии. Такая линия состоит из оконечных передающей и приемных станций, между которыми устанавливается некоторое число вспомогательных промежуточных станций, называемых р е т р а н с л я т о р а м и. Каждый ретранслятор, приняв телевизионный сигнал, усиливает его и передает дальше. Так происходит до тех пор, пока, наконец, сигнал от последнего ретранслятора не приходит на оконечную приемную станцию. Число промежуточных станций определяется дальностью радиорелейной линии связи и расстоянием прямой видимости между промежуточными станциями. С помощью радиорелейных линий можно производить передачу телевизионных сигналов на несколько тысяч километров.

Передача телевизионных сигналов на дальние расстояния производится также по специальным коаксиальным кабелям. Прокладка кабеля и установка промежуточных усилительных устройств обычно обходится дороже, чем строительство радиорелейной линии.

В настоящее время проводятся удачные опыты по использованию для ретрансляции телевизионных сигналов на большие расстояния приемно-передающей аппаратуры, устанавливаемой на искусственных спутниках Земли. При соответствующем совершенствовании этой аппаратуры и самих искусственных спутников можно будет в скором будущем значительно увеличить дальность телевизионных передач.

За последние годы все большее число радиолюбителей осуществляет прием телевизионных передач на расстояниях, во много раз превышающих радиусы зон прямой видимости. Дальний прием телевизионных сигналов на расстояниях до 200—800 *км* объясняется тропосферной рефракцией ультракоротких волн. Сущность этого явления состоит в искривлении направления распространения метровых волн в нижних слоях атмосферы при наличии в ее слоях резких изменений температуры, влажности и давления, при которых коэффициент преломления оказывается значительным.

Особо благоприятные условия приема телевизионных передач на УКВ за счет тропосферного распространения наблюдаются при резких изменениях состояния нижних слоев атмосферы и при появлении антициклонов, вызывающих температурную инверсию (необычное распределение температуры атмосферы по высоте).

В зоне приема радиусом до 200 *км*, как показывают многочисленные наблюдения, отраженные телевизионные сигналы оказываются сравнительно слабыми, но достаточно постоянными. Поэтому для их приема необходимо использовать приемные установки повышенной чувствительности. Высота антенны и ее направленность в этих условиях также оказывают существенное значение на качество приема.

На расстояниях от 200 до 800 *км* радиосигналы телецентра принимаются нерегулярно и в процессе приема резко изменяется их интенсивность. Средняя величина приходящих сигналов оказывается незначительной, поэтому для обеспечения удовлетворительного качества

воспроизводимого изображения при этом необходимо использовать приемник высокой чувствительности и антенну с хорошей направленностью

Известны многочисленные случаи приема сверхдальних телевизионных передач на расстояниях до нескольких тысяч километров. Сверхдальний прием телевидения обусловлен отражением метровых волн от ионосферных слоев. Для приема сигналов, отраженных от ионосферы, также необходимы приемники высокой чувствительности и антенны с направленным приемом. Электронная плотность ионосферы очень резко изменяется со временем, поэтому прием телевизионных передач в зоне сверхдальнего приема является непродолжительным и весьма нерегулярным.

0,8—1 *мкв* нецелесообразно, так как при этом значительно ухудшится отношение сигнала к шуму (сигнал и шум становятся соизмеримыми) и качество изображения будет плохим. Наиболее рациональным путем увеличения чувствительности приемной телевизионной установки является повышение коэффициента направленности приемной антенны.

15-7. ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ СТАНДАРТ

Основными техническими характеристиками отечественных телевизионных систем, определяемыми стандартом, являются: число строк разложения (625), номинальная полоса видеочастот (6 *Мгц*), расстояние от

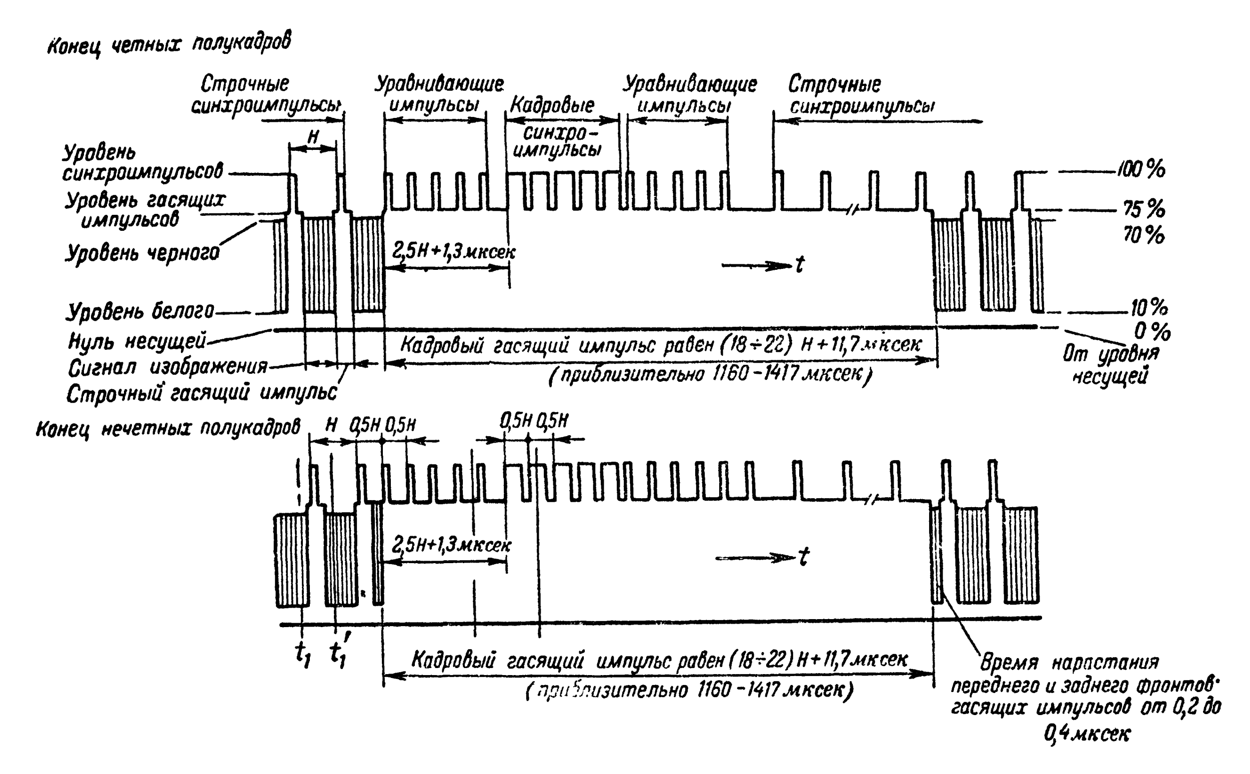


Рис. 15-11. Форма полного телевизионного сигнала при чересстрочной развертке.

При конструировании установки для дальнего приема телевизионных передач следует прежде всего позаботиться об увеличении чувствительности телевизора и направленности антенны. Увеличить чувствительность телевизора можно путем установки в нем дополнительных каскадов усиления высокой или промежуточной частоты, а также уменьшением полосы его пропускания. Оба эти пути ведут к ухудшению качества принимаемого изображения, так как с увеличением числа каскадов ухудшается отношение сигнала к шуму, а при сужении полосы пропускания подавляется часть спектра принимаемого сигнала. Однако при приеме телевизионных сигналов на больших расстояниях приходится мириться с низким качеством воспроизводимого изображения.

Ширину полосы пропускания телевизора при дальнем приеме необходимо уменьшить до 1—1,5 *Мгц* Чувствительность телевизора увеличивать больше чем до

несущей частоты звука до несущей частоты изображения (6,5 *Мгц*), полная ширина спектра телевизионного сигнала в пространстве (8 *Мгц*), формат кадра — отношение высоты к ширине (3/4)*, система развертки (чересстрочная слева направо и сверху вниз), тип модуляции видеопередатчика (амплитудная), тип модуляции передатчика звукового сопровождения (частотная с максимальным отклонением частоты 75 *кгц*), число каналов телевизионного вещания (двенадцать, см. табл. 15-1).

На рис. 15-11 показана форма полного телевизионного сигнала, установленная стандартом СССР. Видеосигнал передается в негативной полярности так, что уровень черного располагается по оси амплитуд выше уровня белого. После окончания каждой строки посылаются строчные гасящие импульсы. Их величина стро-

* В новых унифицированных телевизорах (УНТ-35, УНТ-47 и УНТ-59) формат кадра 4/5.

Таблица 15-1

Частоты телевизионных каналов

Канал	Полоса занимаемых частот, *Мгц*	Несущая частота изображения, *Мгц*	Несущая частота звука, *Мгц*
Первый	48,5—56,5	49,75	56,25
Второй	58,0—66,0	59,25	65,75
Третий	76,0—84,0	77,25	83,75
Четвертый	84,0—92,0	85,25	91,75
Пятый	92,0—100,0	93,25	99,75
Шестой	174,0—182,0	175,25	181,75
Седьмой	182,0—190,0	183,25	189,75
Восьмой	190,0—198,0	191,25	197,75
Девятый	198,0—206,0	199,25	205,75
Десятый	206,0—214,0	207,25	213,75
Одиннадцатый	214,0—222,0	215,25	221,75
Двенадцатый	222,0—230,0	223,25	229,75

го фиксируется на уровне 75% от полного размаха (максимальной амплитуды) сигнала. На строчных гасящих импульсах размещаются строчные синхронизирующие импульсы, занимающие остающиеся 25% размаха сигнала. Длительность синхронизирующих импульсов несколько меньше длительности гасящих.

По окончании развертки последней строки полукадра (низ изображения) посылаются кадровые гасящие импульсы, которые запирают луч кинескопа на время его обратного хода по кадру (при движении снизу экрана вверх). На кадровых гасящих импульсах располагаются кадровые синхронизирующие импульсы. Амплитудные соотношения у кадровых гасящих и синхронизирующих импульсов такое же, как и у соответствующих строчных импульсов. В кадровом синхроимпульсе имеются вырезки, следующие друг за другом с интервалом, равным периоду строчной развертки. Передние фронты широких импульсов, следующих за вырезками, используются для синхронизации генератора строчной развертки во время действия кадрового синхронизирующего импульса.

Для обеспечения устойчивой синхронизации по кадрам при чересстрочной развертке на кадровом гасящем импульсе, помимо импульсов синхронизации, размещаются так называемые уравнивающие импульсы. Необходимость в них возникает потому, что синхронизирующие импульсы первого и второго полукадров при прорезании получаются неодинаковыми. Интервал времени между последним строчным синхроимпульсом в полукадре и началом первого полукадрового импульса равен длительности половины строки в то время, как между последним строчным импульсом и началом второго полукадрового импульса интервал равен длительности целой строки. Имеющаяся несимметрия привела бы к нарушению устойчивости кадровой синхронизации. С введением в полный телевизионный сигнал уравнивающих импульсов, следующих с интервалами, равными половине длительности строки (с удвоенной частотой строк), обеспечивается почти полная идентичность кадровых синхроимпульсов четных и нечетных полей.

Длительность всех импульсов, входящих в полный телевизионный сигнал, определяется стандартом. Время передачи одной строки (на рис. 15-11 обозначено буквой *H*) составляет 64 *мксек*. Продолжительность строчного гасящего импульса составляет 10—11 *мксек*, строчного синхронизирующего импульса 4,4—5,1 *мксек*, кадрового гасящего импульса 1 500—1 600 *мксек*, кадрового синхронизирующего импульса 192 *мксек* и уравнивающего импульса 2,56 *мксек*.

15-8. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ПРИЕМНИКИ

Функциональная схема приемника

Современные телевизионные приемники (телевизоры) в своем большинстве выполняются по супергетеродинной схеме, обеспечивающей хорошую селекцию принимаемых сигналов, высокую чувствительность приемного устройства и сравнительно простую перестройку с одной программы на другую. Последнее очень важно при конструировании многопрограммных (многоканальных) телевизоров. Используются также телевизоры прямого усиления, в особенности для приема небольшого числа программ на небольшом удалении от телецентра.

Особенностью телевизоров является то, что они должны принимать одновременно два радиосигнала — несущие частоты изображения и звука вместе с их боковыми полосами частот. По способу разделения и преобразования сигналов изображения и звука телевизоры делятся по схемному построению на два типа. В схеме первого типа используется метод дополнительного канала промежуточной частоты. Другой тип телевизора выполняется по так называемой схеме одноканального приема. Выделение сигналов звукового сопровождения в нем основано на методе биений между несущими частотами изображения и звука, при котором образуется промежуточная частота звукового канала (6,5 *Мгц*).

На рис. 15-12, *а* изображена функциональная схема телевизора с дополнительным каналом промежуточной частоты для сигналов звукового сопровождения. В схему входят каскад усиления высокой частоты УВЧ, преобразователь (смеситель и гетеродин), усилитель промежуточной частоты УПЧ сигналов изображения (1—4 каскада), амплитудный детектор (ламповый или полупроводниковый диод) и видеоусилитель (1—2 каскада). С выхода видеоусилителя сигнал изображения подводится к кинескопу.

В преобразовательном каскаде сигналы гетеродина смешиваются с сигналами двух несущих частот (изображения и звука). В результате на выходе смесителя образуются две промежуточные частоты. В случае, если частота гетеродина выше обеих несущих частот, промежуточная частота канала изображения получается выше промежуточной частоты канала звука. В телевизионном вещании СССР нормализованы следующие промежуточные частоты: канала изображения 34,25 *Мгц* и канала звука 27,75 *Мгц*, т. е. с разницей в 6,5 *Мгц*, как и между несущими этих сигналов (в новых унифицированных телевизорах УНТ-35, УНТ-47 и УНТ-59 промежуточные частоты канала изображения 38 *Мгц* и канала звука 31,5 *Мгц*).

К выходу смесителя подключается вход УПЧ канала звука (параллельно входу УПЧ канала изображения). Сигналы промежуточной частоты звука, выделяемые на выходе смесителя, селектируются и усиливаются каскадами УПЧ, после чего ограничиваются, детектируются частотным детектором, усиливаются по низкой

частоте усилителем УНЧ и подводятся к громкоговорителю *Гр*.

В современных телевизорах наиболее часто используется одноканальный способ приема сигналов изображения и звука. Схема такого телевизора представлена на рис. 15-12, *б*. В этом случае сигналы изображения и звука усиливаются в общем УПЧ и разделяются только после амплитудного детектора или видеоусилителя

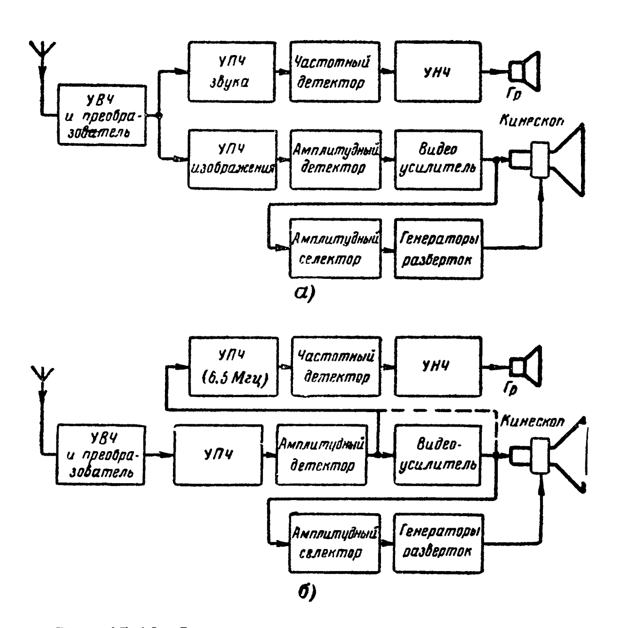


Рис. 15-12. Функциональные схемы телевизоров.

а — с дополнительным каналом промежуточной частоты звукового канала; *б* — с общим каналом усиления.

(на схеме обозначено штриховой линией). Вследствие нелинейности детектора образуется разностная частота биений между промежуточными частотами звука и изображения, равная 6,5 *Мгц*. Сигнал этот оказывается промодулированным по частоте так же, как и несущая частота звукового сопровождения. Он селектируется и усиливается в каскадах усилителя разностной частоты. Далее сигналы разностной частоты ограничиваются (чтобы удалить паразитную амплитудную модуляцию), детектируются, усиливаются по низкой частоте и подводятся к громкоговорителю.

В телевизоре, построенном по одноканальной схеме, меньше ламп и качество звукового сопровождения не зависит от настройки гетеродина, которая в этом случае производится только по изображению. Метод одноканального приема успешно реализуется также в телевизорах прямого усиления.

Высокочастотная часть телевизора

В состав высокочастотной части телевизора входят усилитель высокой частоты и преобразователь (смеситель с гетеродином). Усилитель включается между входными цепями и преобразователем. Он предназначен для повышения чувствительности и избирательности телевизора.

Усилитель высокой частоты телевизора должен удовлетворять следующим требованиям: вносить возможно меньше шумов в усиливаемый сигнал, иметь равномерную частотную характеристику в границах канала настройки, обеспечивать требуемую избирательность по зеркальному каналу, а также необходимое усиление для уменьшения влияния шумов преобразователя, существенно уменьшать обратное прохождение сигналов гетеродина в антенну.

Число каскадов УВЧ определяется требуемой чувствительностью телевизора. В большинстве серийных телевизоров устанавливается один каскад. В радиолюбительских конструкциях телевизоров с высокой чувствительностью, предназначенных, например, для дальнего приема телевизионных передач, может устанавливаться два и более каскадов.

Усилители высокой частоты для получения наилучшего отношения сигнала к шуму выполняются по так называемой *каскадной схеме* (рис. 15-13) на

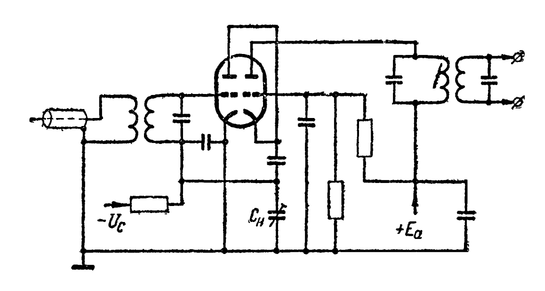


Рис. 15-13. Схема каскадного усилителя высокой частоты.

лампах (двойных триодах) с высокой крутизной характеристики (например, 6Н3П или 6Н14П). Основное усиление в этой схеме дает правый (по схеме) триод лампы, работающий с заземленной сеткой. Левый триод этой лампы служит для согласования входа усилительного каскада с выходными цепями телевизора. Благодаря экранирующему действию заземленной сетки правого триода значительно ослабляется обратное прохождение сигнала гетеродина в антенну.

В радиолюбительской практике при дальнем приеме телевидения часто для повышения отношения сигналов к шуму на входе телевизора при длинном кабеле снижения используется УВЧ с малым уровнем собственных шумов, устанавливаемых не в телевизоре, а непосредственно у антенны. Усиленный сигнал с выхода такого усилителя подается в телевизор по коаксиальному кабелю.

Преобразователь высокочастотной части телевизора состоит из смесителя и гетеродина. Преобразование частоты принятого телевизионного сигнала осуществляется по такому же принципу, как и в обычных приемниках. В сеточной цепи смесительной лампы происходит сложение синусоидального сигнала гетеродина с принятым телевизионным сигналом, а в анодной ее цепи образуется спектр частот, в котором имеется и разностная частота двух сигналов. Настройкой гетеродина добиваются того, чтобы разностный спектр попал в полосу пропускания усилителя промежуточной частоты телевизора. При этом несущие частоты изображения и звука преобразуются в сигналы более низких промежуточных частот. Преобразователь частоты телевизора должен иметь достаточную крутизну преобразования, обладать хорошей стабильностью частоты преобразования (последнее обеспечивается устойчивостью частоты

гетеродина) и не должен вносить больших шумов в преобразуемый сигнал.

Гетеродины преобразовательных каскадов телевизоров выполняются по обычным схемам автогенераторов (с индукционной связью, с емкостной и индуктивной трехточечными схемами). Важной характеристикой работы гетеродина является стабильность частоты генерируемых им колебаний. Особенно устойчивой частота гетеродина должна быть в телевизорах с дополнительным каналом УПЧ звука, где незначительный уход частоты в пределах 0,01—0,02% может привести к резкому ухудшению качества звукового сопровождения телевизионной передачи, вызывая при этом необходимость постройки гетеродина. В одноканальных телевизорах требования к стабильности частоты гетеродина менее жесткие.

Повышение стабильности гетеродина достигается применением в его схеме термокомпенсирующих емкостей (керамические конденсаторы группы М) и мостовых схем связи смесителя с УВЧ и гетеродином (при односеточном преобразовании).

Современные телевизоры рассчитываются на прием двенадцати программ. Переключение на нужную программу осуществляется соответствующей перестройкой каскадов высокочастотной части телевизора (переключением катушек индуктивности в УВЧ, смесителе и гетеродине). При этом используются унифицированные высокочастотные блоки ПТК (переключатели телевизионных каналов), имеющие переключатель барабанного типа, в котором размещены секторы с катушками УВЧ, смесителя и гетеродина. Коэффициент усиления такого блока не менее 30.

Усилитель промежуточной частоты канала изображения

Для получения высококачественного изображения усилитель промежуточной частоты сигналов изображения должен иметь достаточно широкую полосу пропускания, высокую избирательность по отношению к соседнему каналу и давать большое усиление. Необходимо также обеспечить избирательность по отношению к частотно-модулированному сигналу на промежуточной частоте канала звукового сопровождения и в случае одноканального приема получить оптимальное соотношение амплитуд сигналов промежуточных частот на детекторе.

Основной задачей при конструировании широкополосного УПЧ сигналов изображения является формирование частотной характеристики, у которой имелись бы крутой спад со стороны несущей звука и пологий спад со стороны несущей изображения, а также глубокое подавление на частотах, смежных с частотами соседних телевизионных каналов. Оптимальная частотная характеристика УПЧ приведена на рис. 15-14.

Полоса пропускания частот определяется шириной спектра телевизионного сигнала и для современных телевизоров составляет 5—6 *Мгц*. Коэффициент усиления УПЧ выбирается в зависимости от общей чувствительности телевизора и коэффициента усиления видеоусилителя. В случае однокаскадного видеоусилителя требуемый коэффициент усиления УПЧ составляет 4 000—5 000.

Вид частотной характеристики УПЧ определяется частотными свойствами используемых в усилителе селективных элементов и их настройкой. Например, очень часто применяются одиночные колебательные контуры, настроенные на разные частоты. Полоса пропускания каждого отдельного контура расширяется в нужных

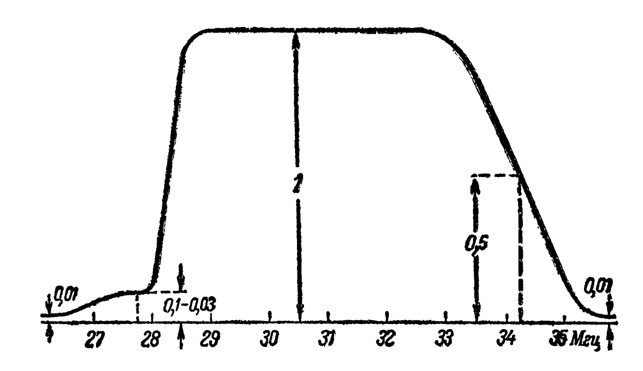


Рис. 15-14. Частотная характеристика усилителя промежуточной частоты.

пределах путем его шунтирования активным сопротивлением. Такие усилители обеспечивают достаточно широкую полосу пропускания. Их избирательность повышается путем применения режекторных фильтров, настроенных на частоту звукового сопровождения и частоты соседних каналов.

На рис. 15-15 приведена упрощенная типовая схема УПЧ с расстроенными одиночными контурами. В качестве индуктивности контуров используются высокочастотные трансформаторы с коэффициентом связи, близким к единице. Применение этих трансформаторов улучшает возможность устранения паразитных межкаскадных связей, вызывающих ухудшение стабильности работы усилителя. Контуры *LC* в приведенной схеме используются как режекторные (подавляющие сигналы промежуточной частоты звука).

В отечественных телевизорах в качестве селективных элементов УПЧ широко используются так называемые Т-фильтры, которые сравнительно просто настраиваются и имеют частотную характеристику с большой крутизной спадов на граничных частотах. С применением Т-фильтра общее число селективных элементов (контуров)

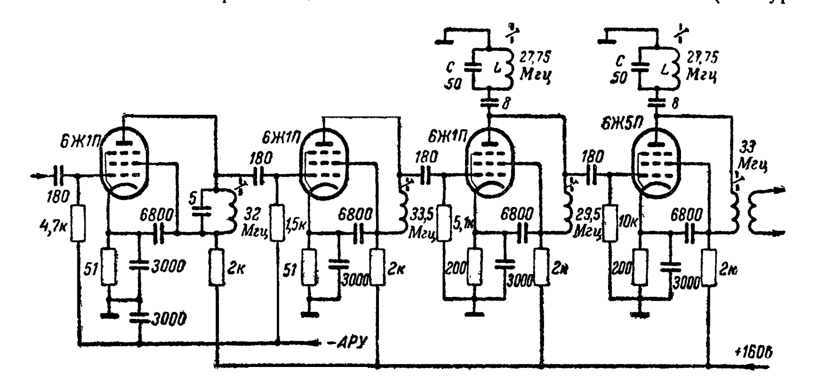


Рис. 15-15. Вариант схемы УПЧ телевизионного приемника с рассмотренными контурами.

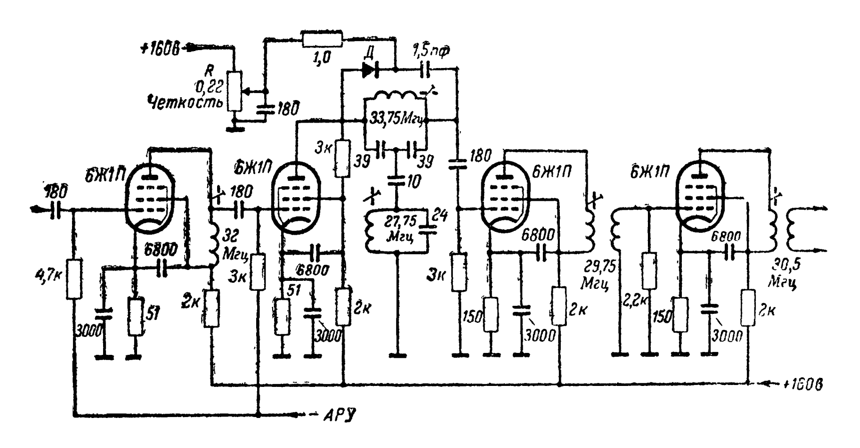


Рис. 15-16. Схема УПЧ с Т-фильтром.

в УПЧ уменьшается. На рис. 15-16 приведена схема УПЧ, в одном из каскадов которой включен Т-фильтр. Для улучшения селективных свойств УПЧ в его схеме могут включаться два и более таких фильтра.

Преимущество схем с Т-фильтрами заключается в простоте настройки и высокой избирательности. Кроме того, путем перестройки одного из Т-фильтров может быть осуществлена регулировка положения несущей частоты изображения на оси частот, отчего изменяется полоса пропускания УПЧ (регулировка четкости). В схеме на рис. 15-16 предусмотрена регулировка четкости, которая осуществляется с помощью «реактивного» диода *Д*, управляемого постоянным током. Чем большее положительное смещение подается на диод, тем меньшее влияние оказывает на контур конденсатор, включенный последовательно с диодом, и наоборот. Таким образом, изменяя величину смещающего напряжения на диоде (резистором *R*), можно менять настройку контура Т-фильтра.

Видеодетектор

Для демодуляции телевизионных сигналов могут использоваться все известные типы амплитудных детекторов. Преимущественно применяются детекторы на полупроводниковых диодах. На рис. 15-17 приведена одна из типовых схем видеодетектора.

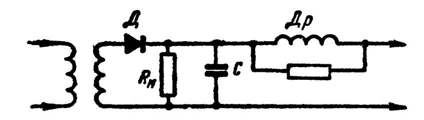


Рис. 15-17. Схема диодного детектора.

Для хорошего подавления несущей (промежуточной) частоты на выходе детектора параллельно его нагрузке подключается конденсатор *C* сравнительно большой емкости (до 10 *пф*), который вместе с входной емкостью лампы видеоусилителя способствует ослаблению высоких частот видеосигнала, выделяемого на нагрузке детектора. Сопротивление нагрузки детектора $R_н$ выбирается сравнительно небольшим (3—4 *ком*). При этом входное сопротивление видеодетектора, шунтирующее последний каскад УПЧ (с учетом потерь в диоде), составляет около 1—1,5 *ком*. Для компенсации частотной характеристики видеодетектора в его выходную цепь включают корректирующий дроссель. Часто применяется более сложная схема с несколькими корректирующими дросселями, которая позволяет увеличить сопротивление нагрузки детектора и тем самым повысить коэффициент передачи каскада.

При диодном детектировании путем изменения полярности включения диода *Д* можно менять полярность выходного телевизионного сигнала, что облегчает при конструировании телевизора выбор числа каскадов видеоусилителя, подбор режима их работы и согласование выхода видеоусилителя с кинескопом.

Видеоусилитель

В видеоусилителе телевизионный видеосигнал, снимаемый с выхода детектора, усиливается до амплитуды, достаточной для модуляции электронного луча

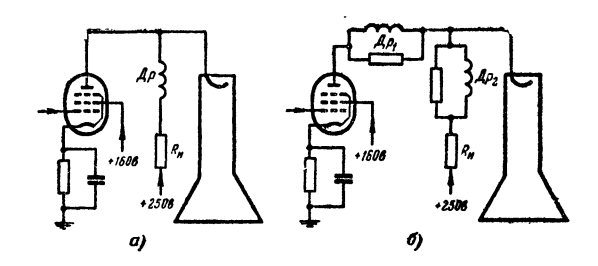


Рис. 15-18. Схемы однокаскадных видеоусилителей.

а — с простой схемой коррекции; *б* — со сложной схемой коррекции.

кинескопа. Для обеспечения широкой полосы пропускания в видеоусилителе применяются лампы с высокой крутизной, малой выходной емкостью, работающие при низких значениях нагрузочных (анодных) сопротивлений. Чаще всего для этого используются пентоды 6П9 и 6П15П. Наибольшее применение в телевизорах получили однокаскадные видеоусилители. Они обеспечивают прохождение постоянной составляющей с выхода детекторного каскада на управляющий электрод кинескопа и мало подвержены влиянию микродиодного эффекта.

Видеоусилитель представляет собой разновидность обычного усилителя на сопротивлениях, в который для расширения полосы пропускания усилителя включены элементы коррекции. На рис. 15-18, *а* приведена упрощенная схема однокаскадного видеоусилителя. В анодную цепь его лампы включен корректирующий дроссель *Др*, способствующий расширению полосы пропускания в области высоких частот. Подбором индуктивности этого дросселя можно осуществлять подъем усиления в нужной части спектра усиливаемого сигнала. На низких частотах усиление каскада определяется величиной нагрузочного сопротивления $R_н$.

Наряду с рассмотренной простой схемой однокаскадного видеоусилителя широко применяется схема видеоусилителя с более сложной коррекцией, в которой используются два и более корректирующих дросселя (рис. 15-18, *б*). Соответствующей настройкой каждого из дросселей можно получить равномерную частотную характеристику в достаточно широкой полосе частот

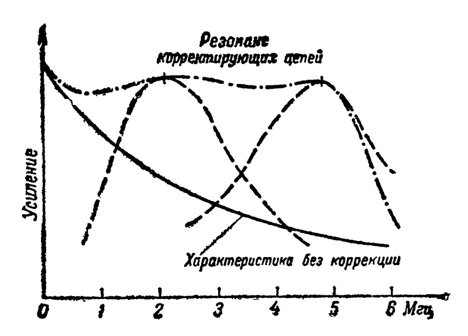


Рис. 15-19. Формирование частотной характеристики видеоусилителя.

(рис. 15-19). Сопротивления, шунтирующие корректирующие дроссели, снижают добротность образуемых колебательных контуров и тем самым также способствуют равномерности частотной характеристики видеоусилителя.

В двухкаскадном видеоусилителе (рис. 15-20) из-за разделительного конденсатора $C_р$ между его каскадами постоянная составляющая на вход второго каскада не проходит. Это приводит к тому, что средняя яркость воспроизводимого на экране изображения становится не зависимой от освещенности сюжета передачи. Для устранения этого в двухкаскадных видеоусилителях применяется восстановление постоянной составляющей

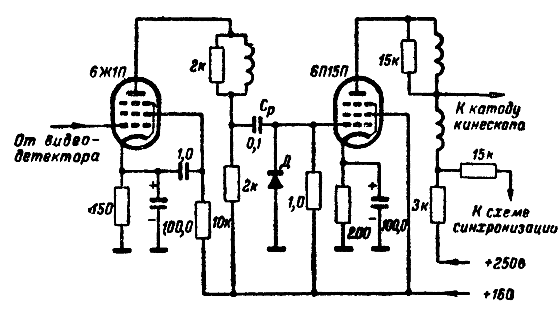


Рис. 15-20. Схема двухкаскадного видеоусилителя.

с помощью диода *Д*, включаемого параллельно входу второго каскада.

Каждый каскад видеоусилителя меняет полярность видеосигнала на обратную. Следовательно, на выходе однокаскадного видеоусилителя полярность видеосигнала будет противоположна полярности сигнала на выходе детектора, а двухкаскадный видеоусилитель полярности видеосигнала не изменяет. Чтобы изменить полярность сигнала на выходе видеоусилителя необходимо изменить полярность включения диода в детекторном каскаде и соответственно изменить режимы работы ламп каскадов видеоусилителя.

Автоматическая регулировка контрастности

Для поддержания неизменной контрастности изображения в телевизорах применяется автоматическая регулировка усиления АРУ, подобно тому, как это делается в радиовещательных приемниках. Автоматическая регулировка усиления достигается путем подачи на управляющие сетки ламп УПЧ и УВЧ отрицательного управляющего напряжения; наиболее распространенной является так называемая ключевая схема АРУ.

Типовая схема ключевой АРУ приведена на рис. 15-21. В ней управляющее напряжение вырабатывается путем выпрямления лампой $Л_2$ импульсного напряжения, снимаемого с обмотки выходного трансформатора строчной развертки *Тр*. При отсутствии сигнала лампа $Л_2$ заперта по сетке большим отрицательным напряжением, образуемым на резисторе R_3 за счет катодного тока лампы $Л_1$. В момент прохождения строчных гасящих импульсов телевизионного сигнала в от-

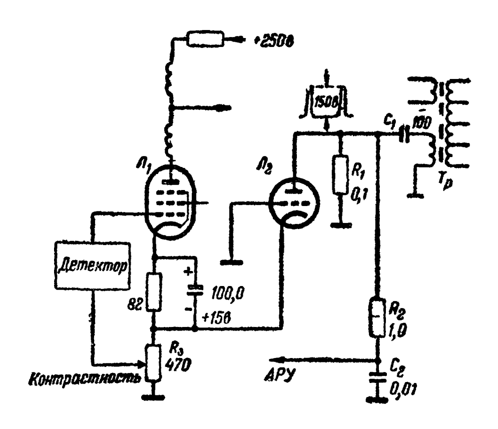


Рис. 15-21. Схема ключевой АРУ.

рицательный полярности (позитивный сигнал) катодный ток лампы $Л_1$ уменьшается, следовательно, уменьшается и величина падения напряжения на резисторе R_3 и лампа $Л_2$ отпирается. Отпирание лампы $Л_2$ совпадает по времени с импульсами обратного хода строчной развертки, поступающими на ее анод. Выпрямленное отрицательное напряжение на аноде этой лампы оказывается пропорциональным амплитуде гасящих импульсов и не зависит от значения амплитуды (размаха) видеосигнала в промежутках между гасящими импульсами, т. е. контрастность изображения не зависит от его содержания (детальности и яркости). В приведенной схеме постоянные времени фильтра R_2C_2 и цепи R_1C_1 могут быть взяты достаточно малыми (100—1 000 *мксек*), что обеспечивает быстродействие схемы АРУ.

Ключевая схема АРУ хорошо сочетается с ручной регулировкой контрастности, которая может быть выполнена так, чтобы обеспечить одновременно с желаемым изменением контрастности и автоматическую регулировку яркости. Схема на рис. 15-21 выполнена с учетом такого действия. При регулировке контрастности потенциометра (R_3) изменяется величина тока через лампу $Л_1$, что вызывает изменение величины смещения на сетке лампы $Л_2$ и напряжения на ее аноде, т. е. одновременно изменяется контрастность и яркость изображения.

Основные узлы канала звукового сопровождения

При одноканальном приеме сигнал разностной частоты 6,5 *Мгц*, используемый в качестве промежуточной частоты канала звукового сопровождения, может быть выделен непосредственно после детектора (рис. 15-22, *а*) или на выходе видеоусилителя (рис. 15-22, *б*). В последнем случае сигнал промежуточной частоты звука несколько усиливается. Однако при большой контрастности изображения эти сигналы будут проходить на управляющий электрод кинескопа и создавать помехи на воспроизводимом изображении. В наиболее совершенных моделях телевизионных приемников для выделения разностной частоты используются отдельные детекторы (рис. 15-22, *в*).

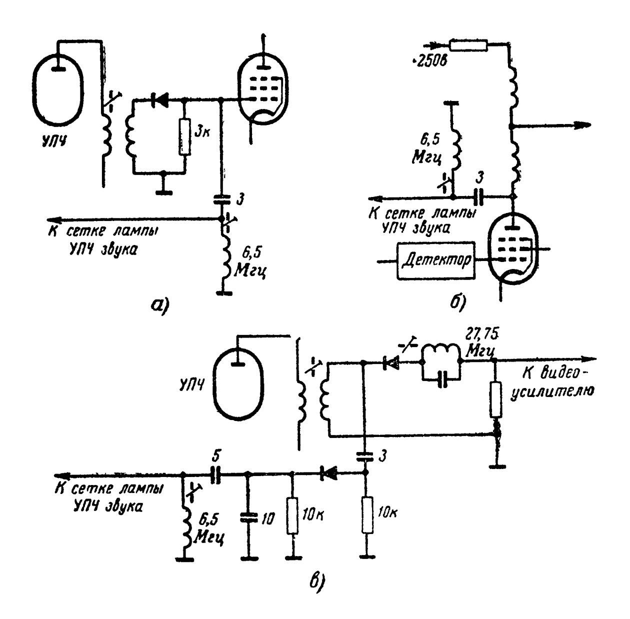


Рис. 15-22. Схемы выделения сигналов промежуточной частоты звука.

Выделенный сигнал разностной (промежуточной) частоты подается в УПЧ звука, имеющий один или два каскада. Однокаскадный УПЧ имеет малую избирательность, вследствие чего возможно проникновение в канал звука сигналов изображения, ухудшающих качество звукового сопровождения. Кроме того, одноканальный усилитель не обеспечивает достаточного запаса по усилению.

Усилитель промежуточной частоты канала звука должен иметь достаточно широкую полосу пропускания (до 150—200 *кгц* с неравномерностью 3 *дб*) с тем, чтобы обеспечить прохождение частотно-модулированных колебаний сигналов промежуточной частоты этого канала. В однокаскадном усилителе такую полосу легко получить при использовании в качестве нагрузки усилителя одного колебательного контура с добротностью 35—40. В двухкаскадных же усилителях обычно используют полосовые фильтры.

В качестве частотного детектора в телевизорах используются дискриминатор (рис. 15-23, *а*), детектор отношений (рис. 15-23, *б*) и синхронный детектор (рис. 15-23, *в*). Наиболее распространен детектор отношений, обеспечивающий хорошее подавление паразитной амплитудной модуляции. Синхронный детектор также подавляет амплитудную модуляцию, но хорошо работает только при сильном сигнале. При этом напряжение звуковой частоты на выходе синхронного детектора может быть получено до 5—10 *в*, что позволяет

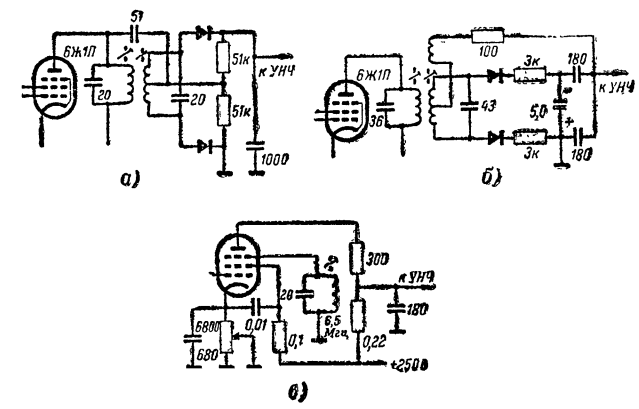


Рис. 15-23. Схемы частотных детекторов.

обойтись в усилителе низкой частоты одним каскадом усиления. Однако для нормальной работы синхронного детектора требуется дополнительный каскад УПЧ.

В схеме детектора отношений необходимо применять контур с высокой добротностью и тщательно подбирать связи. Кроме того, требуется большая однородность характеристик диодов. Для того чтобы понизить требования к однородности диодов, последовательно с ними в схему детектора включаются сопротивления, в несколько раз превышающие прямое сопротивление диода, благодаря чему разброс параметров диода мало влияет на работу детектора.

Схема и данные типового контура для детектора отношений показаны на рис. 15-24.

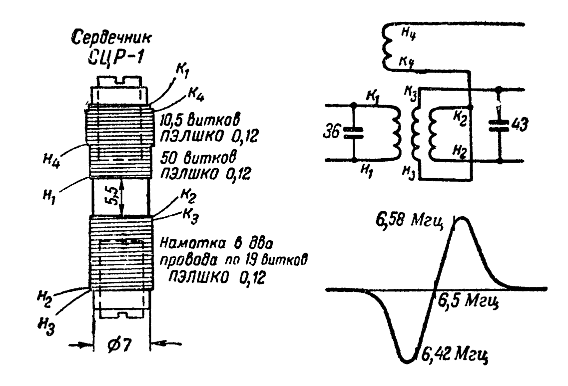


Рис. 15-24. Контур частотного детектора отношений.

Детектор с таким контуром обеспечивает выходное напряжение звуковой частоты при девиации входного сигнала ±50 *кгц* не менее 0,5 *в* и подавление амплитудной модуляции не менее чем на 40 *дб*. Один из каскадов УПЧ звука (перед детектором отношений) ра-

ботает в режиме ограничения с низким напряжением на экранирующей сетке лампы.

Для подавления шумов в тракте звукового сопровождения стандартом предусмотрено предыскажение сигнала в передатчике, заключающееся в подъеме частотной характеристики в области высоких частот путем использования цепочки RC с постоянной времени 50 *мксек*. Поэтому после частотного детектора в телевизоре перед входом УНЧ включается цепь, дающая

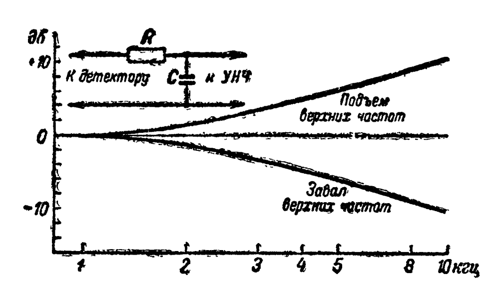


Рис. 15-25. Характеристика корректирующей цепи в УНЧ звука.

соответствующий завал частотной характеристики в области высоких частот. Эта цепь, изображенная в верхней части рис. 15—25, с постоянной времени 50 *мксек* состоит из резистора R (в мегомах) и конденсатора C (в пикофарадах). Внизу на рис. 15-25 приведены частотные характеристики, соответствующие каскаду предыскажения и корректирующей их цепи с такой же постоянной времени. В ряде случаев, однако, корректирующую цепь RC рассчитывают на меньшую постоянную времени с тем, чтобы заведомо иметь избыточный уровень высоких частот, изменяя его, по желанию, регулятором тембра в усилителе низкой частоты.

Усилитель низкой частоты звукового тракта строится по таким же схемам, как и в радиовещательных приемниках. Однако по каналу звукового сопровождения телевизионной системы передаются сигналы более широкого спектра. Поэтому в телевизоре применяются широкополосные низкочастотные усилители, обеспечивающие высококачественное воспроизведение звукового сопровождения.

Системы развертки

Система развертки в телевизоре должна обеспечить линейное во времени отклонение электронного луча кинескопа по строкам и кадру в такт с принимаемыми вместе с телевизионным сигналом синхронизирующими импульсами. Важнейшие требования, предъявляемые к развертке, следующие: 1) растр должен иметь правильную прямоугольную форму; 2) электронный луч должен двигаться по каждой строке с одинаковой скоростью (линейность развертки во времени); 3) все строки должны быть прямыми и одинаковыми по длине; 4) расстояние между строками должно быть одинаковым. В зависимости от типа используемого в телевизоре кинескопа определяются особенности построения и работы развертывающих устройств. Так, например, в случае применения электростатической приемной трубки система развертки должна вырабатывать пилообразное отклоняющее напряжение, а при кинескопе с магнитным управлением — пилообразный отклоняющий ток.

16—2676

Принимаемые синхронизирующие импульсы, воздействуя на схему развертки, вызывают начало обратного хода (рис. 15-26). Все остальные процессы в развертывающем устройстве (обратный ход, переход к прямому ходу и его процесс) происходят автоматически без внешнего воздействия. Длительность прямого и обратного хода определяются параметрами схемы развертывающего устройства. Длительность обратного хода развертки должна быть немного меньше длительности соответствующего гасящего импульса.

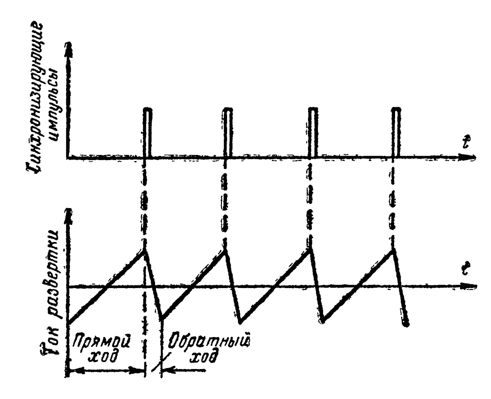
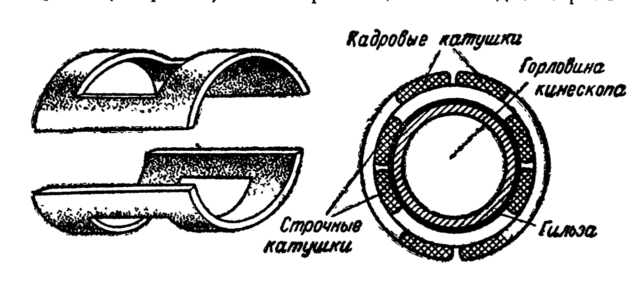


Рис. 15-26. Согласование развертки луча во времени с приходом синхронизирующих импульсов.

В телевизорах преимущественно используются кинескопы с электромагнитным отклонением. Для перемещения электронного луча в них используется отклоняющая система, состоящая из двух пар катушек, надеваемых на горловину кинескопа (рис. 15-27). Две катушки одной развертки (например, строчной) размещаются на диаметрально противоположных сторонах горловины трубки. Вторая пара катушек другой развертки (кадровой) также размещается на диаметраль-



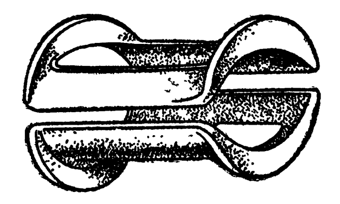


Рис. 15-27. Формы строчных и кадровых отклоняющих катушек и их взаимное расположение.

но противоположных сторонах горловины, но под углом 90° к первым двум катушкам. Через катушки строчной развертки проходит ток пилообразной формы с частотой строк 15 625 *гц*, а через катушки кадровой развертки — ток пилообразной формы с частотой 50 *гц*.

Отклоняющие катушки включаются в качестве нагрузок в выходные каскады соответствующих генераторов разверток. Для того чтобы обеспечить в отклоняющей катушке протекание тока пилообразной формы, на вход выходного каскада развертки нужно подать соответствующей формы управляющее напряжение.

Если в цепи возбуждения отклоняющей системы, состоящей из внутреннего сопротивления выходной лампы и сопротивления отклоняющих катушек, преобладает активное сопротивление, то управляющее напряжение $U_у$, подводимое к сетке лампы выходного каскада, должно быть пилообразным (рис. 15-28, *а*). В том случае, если преобладает индуктивное сопротивление, форма управляющего напряжения должна быть в виде прямоугольных импульсов (рис. 15-28, *б*). В общем же случае управляющее напряжение имеет пилообразную и импульсную составляющие (рис. 15-28, *в*).

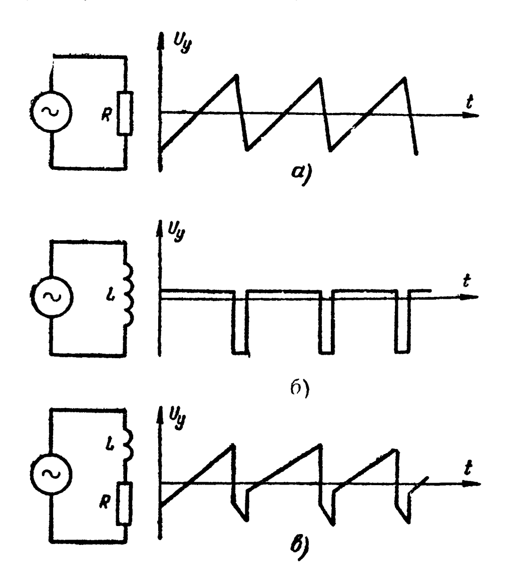


Рис. 15-28. Требуемые формы управляющих напряжений.

Управляющее напряжение в генераторе развертки формируется специальным устройством, в состав которого входит импульсный автогенератор и формирующая схема. На рис. 15-29 приведена общая функциональная схема генератора развертки для электромагнитного отклонения луча кинескопа.



Рис. 15-29. Общая функциональная схема генератора развертки.

Генератор кадровой развертки. В качестве импульсного задающего генератора кадровой частоты обычно применяется блокинг-генератор (рис. 15-30). Период генерируемых им колебаний зависит в основном от значения постоянной времени сеточной цепи R_1C_1 и определяется следующим ориентировочным соотношением

$$T = (0,3 \div 0,5) R_1C_1.$$

В цепь управляющей сетки лампы $Л_1$ блокинг-генератора вводятся кадровые синхронизирующие импульсы. Регулированием частоты кадров добиваются того, чтобы собственная частота блокинг-генератора была немного меньше частоты следования синхронизирующих импульсов. В этом случае блокинг-генератор легко «захватывается» синхронизирующими импульсами и работает далее на их частоте следования.

В качестве выходных каскадов кадровой развертки используются усилители с дроссельным или трансформаторным выходом. Каскад с дроссельным выходом работает как обычный усилитель напряжения пилообразной формы. Отклоняющие катушки при этом включаются по схеме параллельного питания. Линейность и размер изображения по вертикали в таком каскаде существенно зависят от формы анодно-сеточной характеристики выходной лампы, напряжения питания и нагрева отклоняющих катушек. Кроме того, в этой схеме трудно обеспечить линейность развертки по вертикали для кинескопов с большим экраном.

Более совершенным является выходной каскад с трансформатором $Тр_2$. Обычно в таких каскадах используется унифицированный трансформатор (ТВК), рассчитанный на подключение низкоомных кадровых отклоняющих катушек *КК*. Для получения в этих катушках линейного нарастания тока необходимо, чтобы выходной каскад имел линейную амплитудную характеристику (пропорциональную зависимость выходного напряжения от входного) и относительно широкую полосу пропускания, рассчитанную на прохождение первых 15—20 гармоник частоты кадров. Это может быть достигнуто применением выходного трансформатора с большой индуктивностью первичной обмотки. Другой, более приемлемый путь состоит в том, что, используя трансформатор с относительной небольшой индуктивностью, необходимая амплитудно-частотная характеристика каскада достигается применением корректирующих схем в цепи управляющей сетки выходной лампы и применением отрицательной обратной связи между анодной и сеточными цепями.

В генераторе кадровой развертки, упрощенная схема которого приведена на рис. 15-30, реализован последний метод. Пилообразное напряжение образуется на конденсаторе C_2 (кривая *1*). Для улучшения линейности этого напряжения постоянная времени цепочки R_2C_2 выбирается настолько большой, что заряд конденсатора C_2 при запертом состоянии лампы $Л_1$ блокинг-генератора заканчивается в начальной (линейной) части зарядной (экспоненциальной) кривой. Для увеличения амплитуды пилообразного напряжения на анод лампы блокинг-генератора подается повышенное напряжение 450—600 *в*, например от вольтодобавки в блоке строчной развертки.

Емкость конденсатора C_4, шунтирующая часть потенциометра R_3, улучшает условия прохождения высокочастотных составляющих спектра пилообразного напряжения, снимаемого с конденсатора C_2. Если бы

этой емкости не было, то из-за распределенных емкостей монтажа, шунтирующих сопротивления R_3 и R_4, высокочастотные составляющие пилообразного напряжения были бы значительно подавлены, а форма напряжения искажена. Резистор R_5 и конденсатор C_5 образуют цепочку, которая также лучше передает (меньше ослабляет) высокочастотные составляющие сигнала, подаваемого на ее вход. Конденсатор C_5 вместе с резисторами R_6R_7 и R_8 образуют дифференцирующую

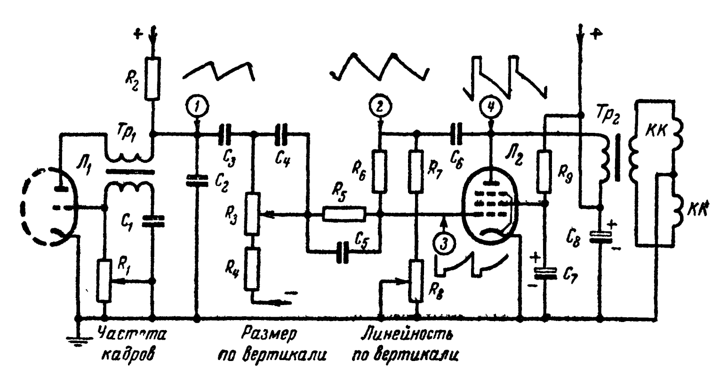


Рис. 15-30. Схема генератора кадровой развертки.

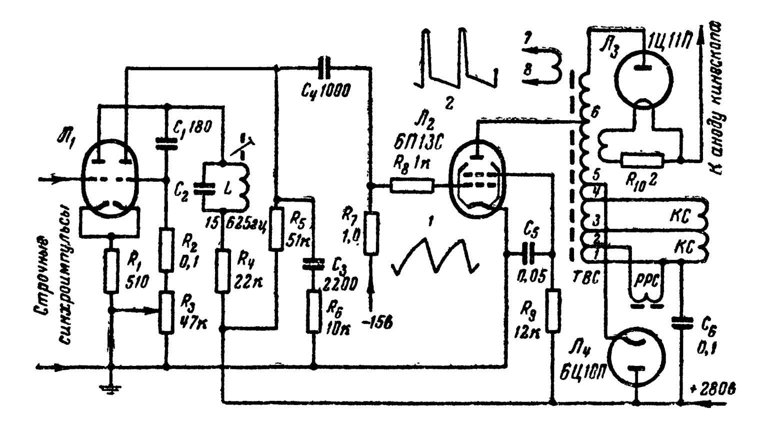


Рис. 15-31. Схема генератора строчной развертки.

цепочку, которая из пилообразного напряжения, поступающего на ее вход, формирует импульс (выброс) в управляющем напряжении. Так как емкость этого конденсатора шунтирована резистором R_5, то на управляющую сетку выходной лампы $Л_2$ проходит и пилообразная составляющая управляющего напряжения.

Выходной каскад развертки охвачен отрицательной обратной связью. Напряжение с выхода дифференцирующей цепочки $C_6R_7R_8$ (кривая *2*), подключенной параллельно нагрузке каскада, через резистор R_6 подается на сетку выходной лампы, где суммируется с управляющим напряжением, поступающим с выхода цепочки R_5C_5. В результате суммирования двух указанных напряжений на сетке лампы выходного каскада формируется результирующее управляющее напряжение импульсно-параболической формы (кривая *3*). Переменным резистором R_8 можно изменять степень провала в наклонной части управляющего напряжения и этим регулировать линейность развертки по вертикали.

Форма частотной характеристики выходного каскада кадровой развертки оказывает весьма существенное влияние на форму тока (кривая *4*) в отклоняющих катушках, а следовательно, и на линейность растра по кадру. При недостаточном усилении на низких частотах форма пилообразного тока искажается так, что приводит к сжатию изображения в нижней его части. При завале высоких частот сжимается верхняя часть изображения. На линейность развертки оказывает влияние и линейность рабочей части характеристики лампы, поэтому режим ее работы является критичным. Выбор рабочей точки на характеристике лампы достигается подбором величины отрицательного напряжения, подводимого к резистору R_4.

Генератор строчной развертки выполняется по такой же фукнциональной схеме, что и генератор кадровой развертки. В качестве задающего генератора строчной частоты наряду с блокинг-генератором, аналогичным кадровому, часто применяют мультивибратор, собираемый обычно на двойном триоде.

Схема генератора строчной развертки с мультивибратором приведена на рис. 15-31. В анодную цепь одного из триодов лампы мультивибратора $Л_1$ включен в виде дополнительной нагрузки настроенный на строчную частоту контур LC_2, повышающий стабильность частоты генерируемых колебаний. На управляющую сетку левого по схеме триода лампы $Л_1$ подаются импульсы синхронизации, под воздействием которых частота и фаза (начало) строчной развертки телевизионного приемника в точности совпадают с частотой и фазой строчной развертки передающей трубки.

Управляющее напряжение, сформированное на выходе мультивибратора цепочкой R_6C_3, подается через разделительный конденсатор C_4 на управляющую сетку выходной лампы $Л_2$ (кривая *1*). Нагрузкой выходной лампы строчной развертки служит унифицированный строчный трансформатор (*ТВС*) с ферритовым сердечником. К части обмотки трансформатора подключаются две последовательно включенные строчные отклоняющие катушки *КС*, представляющие при данной частоте индуктивную нагрузку.

Допустимые значения распределенной емкости и индуктивности, а также количество витков у строчных отклоняющих катушек должны быть значительно меньше, чем у кадровых отклоняющих катушек. Это необходимо для увеличения собственной резонансной частоты катушек с целью сделать приемлемой длительность обратного хода развертки луча по строкам. Индуктивность отклоняющих катушек вместе с их распределенной емкостью образует колебательный контур. При резком уменьшении тока через лампу $Л_2$ во время обратного хода этот контур ударно возбуждается на собственной резонансной частоте. При обратном ходе лампа запирается и практически перестает шунтировать колебательный контур, способствуя тем самым также установлению в нем свободных колебаний. Появившиеся в результате ударного возбуждения свободные колебания в отклоняющих катушках накладываются на пилообразный ток и искажают его форму.

Для демпфирования колебательного процесса

в строчном трансформаторе обычно используют демпфирующий диод. К выводам *1—5* трансформатора подсоединяют цепочку из последовательно включенных конденсатора C_6 и диода $Л_4$, в качестве которого применяют сравнительно мощный кенотрон, через который подается напряжение на анод выходной лампы $Л_2$. При первом отрицательном полупериоде свободных колебаний, возникающих во время обратного хода, напряжение в катоде диода становится отрицательным. Диод оказывается проводящим и сильно шунтирует трансформатор, в результате чего колебательный процесс переходит в апериодический.

Во время прохождения тока через диод $Л_4$ конденсатор C_6 заряжается. Если емкость этого конденсатора достаточно велика, то положительное напряжение, образующееся на нем, не успевает значительно уменьшиться за время прямого хода развертки. Оно добавляется к напряжению низковольтного выпрямителя (вольтодобавка), значительно повышая напряжение на аноде лампы $Л_2$. Таким образом, применение демпфирующего диода в выходном каскаде улучшает линейность развертки, значительно увеличивает размах отклоняющего тока в катушках и существенно повышает к. п. д. каскада.

К выводам *1—2* автотрансформатора подключен дроссель *PPC*. Изменяя его индуктивность (ввертывая или вывертывая ферритовый сердечник), можно регулировать размер растра по горизонтали. С обмотки *7—8* снимаются импульсы, поступающие в схемы автоматической регулировки усиления, автоматической подстройки частоты и др.

Смещение на управляющей сетке выходной лампы $Л_2$ обычно образуется за счет сеточного тока, появляющегося при нормальной работе каскада. Для предохранения лампы от чрезмерного анодного тока при отсутствии управляющего напряжения на сетку лампы подается начальное смещение. Регулировкой этого смещения можно изменять размер изображения по горизонтали.

Линейность строчной развертки (правильная форма пилообразного тока) обеспечивается высокой добротностью строчного трансформатора и отклоняющих катушек. Для увеличения добротности отклоняющей системы и строчного трансформатора применяются ферритовые магнитопроводы. Без применения специальной линеаризации нелинейность развертки по строкам достигает 12—18%, что выражается в соответствующей растянутости левого края изображения.

Одним из наиболее эффективных способов линеаризации строчной развертки является включение последовательно с отклоняющими катушками катушки с «нелинейной» индуктивностью. Такая катушка наматывается на тонком (сечением 3—5 *мм*²) ферритовом сердечнике, располагаемом рядом с постоянным магнитом. Индуктивность этой катушки меняется в зависимости от направления тока. Это происходит потому, что при одном направлении тока сердечник намагничивается суммарным магнитным потоком от постоянного магнита и от тока, протекающего через катушку, а при другом направлении тока эти магнитные потоки взаимно компенсируются.

Во время обратного хода развертки происходит резкое уменьшение тока через выходную лампу $Л_2$ (она закрывается отрицательным выбросом управляющего напряжения). Так как нагрузкой выходного каскада служит индуктивность, то на аноде лампы во время обратного хода образуются импульсы положительного напряжения (кривая *2* на рис. 15-31), амплитуда которых достигает большой величины, намного превышающей напряжение анодного питания. В связи с этим лампа выходного каскада строчной развертки и конструкция этого каскада в целом должны обладать высокой электрической прочностью.

Положительные импульсы большой амплитуды, возникающие на обмотке строчного трансформатора при обратном ходе развертки, используются для получения высокого напряжения (до 15 *кв*), подаваемого на анод кинескопа. Они выпрямляются высоковольтным кенотроном $Л_3$. Если нужно получить напряжение более 15 *кв*, используются схемы умножения.

Система синхронизации

Синхронизирующие импульсы, управляющие фазой (моментом начала обратного хода каждого цикла развертки) задающих генераторов строчной и кадровой разверток, передаются в телевизор вместе с телевизионным сигналом изображения. Выделение импульсов синхронизации из полного телевизионного сигнала производится по методу амплитудной селекции с применением ограничительных схем. Такое выделение возможно потому, что амплитуда синхроимпульсов больше уровня телевизионного сигнала.

На рис. 15-32, *а* приведена одна из возможных схем амплитудного селектора. Режим работы лампы ограничителя выбирается таким, чтобы напряжение ее запирания U_{c0} (рис. 15-32, *б*) было меньше напряжения смещения U_{c1}, образуемого на сопротивлении R_1 разрядным током конденсатора C_1 (заряд этого конденсатора происходит при протекании сеточных токов во время действия синхроимпульсов).

При подаче на вход ограничителя полного телевизионного сигнала в анодной цепи его лампы выделяется смесь кадровых и строчных синхроимпульсов, а ненужные для синхронизации участки полного телевизионного сигнала удаляются. Разделение импульсов на строчные и кадровые основано на различии их длительностей и частот следования. С выхода амплитудного ограничителя смесь импульсов подается на параллельно включенные входы дифференцирующей (R_6C_3) и интегрирующей (R_5C_4) цепочек.

Постоянная времени дифференцирующей цепочки выбирается в несколько раз меньше длительности строчного синхронизирующего импульса. В этом случае при подаче на ее вход смеси синхронизирующих импульсов (рис. 15-33, *а*) конденсатор *C* в течение времени действия передних фронтов импульсов будет заряжаться, а в течение времени действия задних фронтов разряжаться (рис. 15-33, *в*). Напряжение заряда конденсатора равно амплитуде импульсов и не зависит от их длительности. Для синхронизации генератора строчной развертки используются положительные выходные импульсы дифференцирующей цепочки.

Интегрирующая цепочка работает так, что чем большей длительности импульс на нее поступит, тем до большего напряжения зарядится конденсатор *C* (рис. 15-33, *б*). При соответствующем выборе постоянной времени этой цепочки конденсатор не успеет значительно зарядиться за время действия строчного синхронизирующего импульса, а в интервал между строчными импульсами он разрядится. За время же действия кадрового импульса напряжение на конденсаторе возрастет на значительную величину, достаточную для запуска генератора кадровой развертки. Для получения более крутого фронта импульса на выходе интегрирующей цепочки, ее выполняют не из одного, а из нескольких звеньев *RC*, включаемых последовательно. С увели-

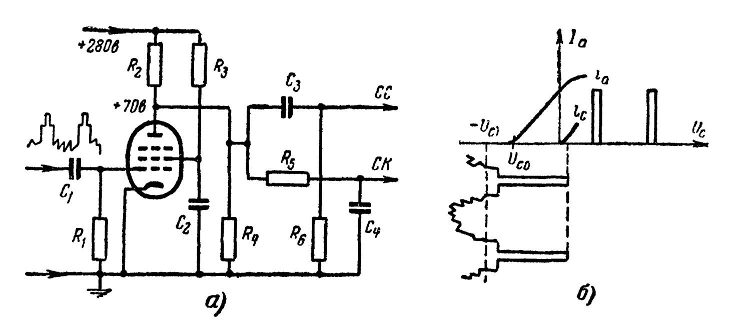


Рис. 15-32. Выделение синхронизирующих импульсов из общего телевизионного сигнала.

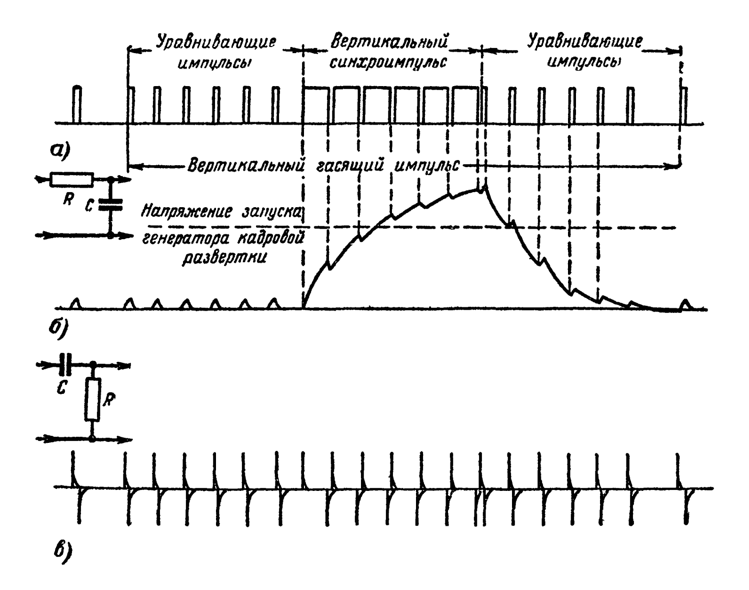


Рис. 15-33. К объяснению работы дифференцирующей и интегрирующей цепочек.

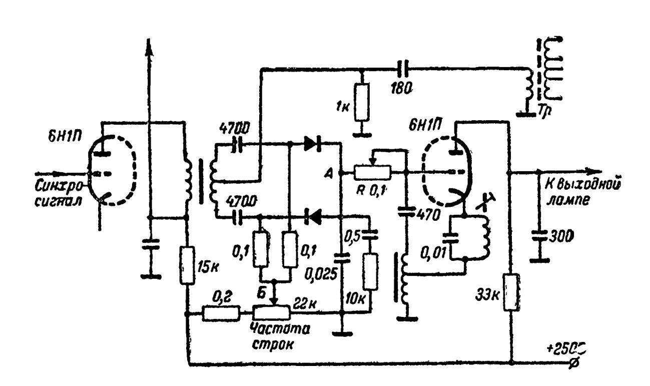


Рис. 15-34. Схема синхронизации строчной развертки с автоматической подстройкой частоты.

чением числа звеньев улучшается фильтрация кадровых импульсов от строчных (лучше подавляются строчные импульсы). Кадровая синхронизация обычно осуществляется подачей кадровых синхроимпульсов в схему задающего генератора (блокинг-генератора) развертки. В зависимости от полярности синхронизирующих импульсов, они подаются либо на сетку лампы блокинг-генератора (положительные), либо на ее анод (отрицательные).

Строчная синхронизация может производиться двумя способами: 1) подачей синхроимпульсов в цепь сетки лампы задающего генератора (импульсная или, как ее иначе называют, безынерционная синхронизация) и 2) подачей на сетку лампы задающего генератора управляющего напряжения, вырабатываемого специальной схемой сравнения (инерционная схема синхронизации, или, иначе, схема с автоподстройкой). Недостатком импульсной синхронизации является то, что при наличии импульсных помех или значительных шумов телевизора строки изображения в беспорядке сдвигаются друг относительно друга, из-за чего резко ухудшается качество воспроизводимого изображения. Инерционная же синхронизация свободна от этого недостатка.

В качестве инерционных систем синхронизации применяются устройства автоматической подстройки частоты задающего генератора развертки. В этих устройствах используются схемы сравнения, выполняемые в виде балансного детектора, на который подаются два сравнительных сигнала — синхросигнал и импульсный сигнал, снимаемый с обмотки выходного строчного трансформатора *Тр* (рис. 15-34). В случае совпадения фаз этих сигналов напряжение на выходе балансного детектора равно нулю. При расхождении фаз на выходе детектора появляется регулирующее напряжение того или иного знака в зависимости от направления смещения фазы.

Регулирующее напряжение подается на сетку лампы задающего генератора, вызывая соответствующее изменение частоты генерируемых им сигналов. Сопротивление *R* служит для установки нулевого потенциала между точками *А* и *Б* при номинальной частоте.

15-9. ПРИМЕР ПОСТРОЕНИЯ СХЕМЫ ТЕЛЕВИЗОРА

В качестве примера рассмотрим функциональную схему телевизора, приведенную на рис. 15-35. На входе телевизора имеется унифицированный блок ПТК (переключатель телевизионных каналов), в состав которого входят усилитель высокой частоты (лампа $Л_1$), гетеродин (триодная часть лампы $Л_2$) и смеситель (пентодная часть лампы $Л_2$). В блоке ПТК производится усиление сигнала, поступившего из антенны, и преобразование его в сигналы промежуточной частоты.

С выхода блока ПТК сигналы поступают на вход четырехкаскадного усилителя промежуточной частоты. В первых двух каскадах работают лампы $Л_3$ и $Л_4$, в третьем — пентодная часть лампы $Л_5$ и в четвертом — лампа $Л_6$. Для получения требуемой формы частотной характеристики в первом каскаде усилителя применен полосовой фильтр, настраиваемый на частоту 34 *Мгц*, во втором и четвертом каскадах используются одиночные контуры, настраиваемые соответственно на частоты

30,5 и 32 *Мгц* и в третьем каскаде включен *Т*-фильтр, настроенный на частоту 33,5 *Мгц*. Усилитель промежуточной частоты имеет полосу пропускания свыше 5 *Мгц* при ослаблении сигналов промежуточной частоты звукового канала около 30 *дб*, чем обеспечивается хорошее подавление модуляции звука в канале сигналов изображения и вместе с тем достаточное напряжение сигналов промежуточной частоты звукового сопровождения на входе усилителя промежуточной частоты звукового

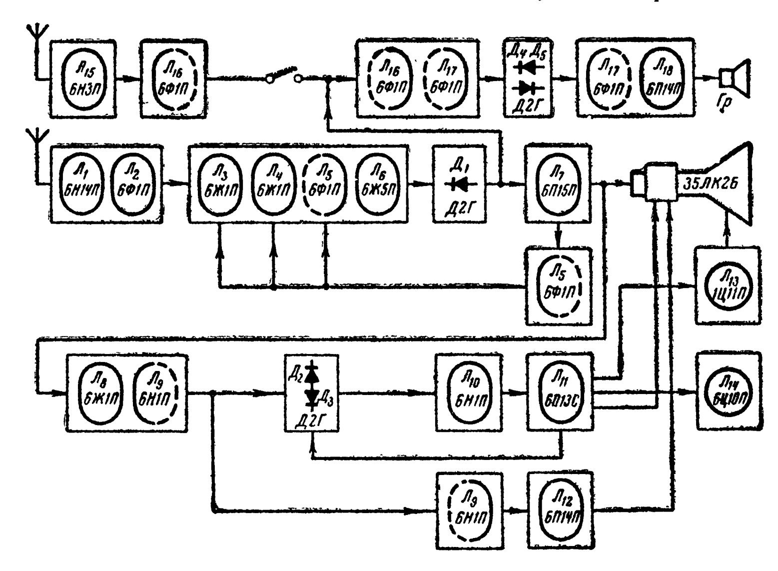


Рис. 15-35. Функциональная схема телевизора.

канала. Для получения хорошего изображения в телевизоре имеется регулятор четкости, посредством которого перестраивается *Т*-фильтр и тем самым регулируется полоса пропускания усилителя в области высоких частот. На выходе усилителя промежуточной частоты включен амплитудный видеодетектор, собранный на полупроводниковом диоде $Д_1$. Сигнал с выхода видеодетектора подается на вход видеоусилителя сигналов изображения и на вход усилителя промежуточной частоты звукового канала.

Видеоусилитель собран на лампе $Л_7$. С его выхода телевизионный сигнал подается в каскад автоматического регулирования усиления (триодная часть лампы $Л_5$) на кинескоп 35ЛК2Б и в канал синхронизации, включающий в себя два каскада: амплитудный селектор на лампе $Л_8$ и усилитель-ограничитель выделенных синхроимпульсов на одном из триодов лампы $Л_9$.

Разделение синхронизирующих импульсов на строчные и кадровые происходит в анодной цепи лампы усилителя-ограничителя. Импульсы синхронизации кадровой развертки подаются в сеточную цепь второго триода лампы $Л_9$ блокинг-генератора кадров, а строчные синхронизирующие импульсы через систему автоматической подстройки частоты колебаний строчной развертки, выполненную на полупроводниковых диодах $Д_2$ и $Д_3$, поступают в мультивибратор частоты строк, собранный на лампе $Л_{10}$.

Выходные каскады строчной и кадровой разверток выполнены соответственно на лампах $Л_{11}$ и $Л_{12}$. В высоковольтном выпрямителе питания кинескопа применен кенотрон $Л_{13}$. Демпфером строчной развертки служит лампа $Л_{14}$.

Канал звукового сопровождения включает в себя каскад усиления промежуточной частоты (пентодная часть лампы $Л_{16}$), ограничитель (пентодная часть лампы $Л_{17}$), частотный детектор (полупроводниковые диоды $Д_4$ и $Д_5$), два каскада усиления низкой частоты (триодная часть лампы $Л_{17}$, выходной пентод $Л_{18}$) и громкоговоритель *Тр*.

Для приема радиовещательных станций ультракоротковолнового диапазона в телевизоре используется специальный блок, состоящий из каскада усиления высокой частоты с преобразователем частоты (лампа $Л_{15}$) и дополнительного каскада усиления промежуточной частоты (триодная часть лампы $Л_{16}$). Напряжение промежуточной частоты с этого блока подается в канал звукового сопровождения телевизора. При приеме телевизионных передач этот блок отключается.

15-10. ПОМЕХИ ПРИЕМУ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПЕРЕДАЧ

Телевизионный радиоканал подвержен действию различного рода радиопомех, которые могут существенно искажать изображение на экране кинескопа. Источниками таких помех могут быть различные устройства, генерирующие высокочастотные колебания (такие, например, как радиопередатчики, гетеродины приемников и медицинская высокочастотная аппаратура), а также устройства, при работе которых образуются электрические искровые разряды (например, коллекторные электродвигатели и генераторы, электрические звонки, системы зажигания поршневых двигателей внутреннего сгорания и т. п.).

Изображение может искажаться и из-за приема достаточно интенсивных отраженных от разных сооружений (зданий, строительных кранов и т. п.) сигналов телецентра. Отраженные сигналы имеют такую же структуру, что и прямые сигналы, но поступают они на вход телевизора с некоторым запаздыванием. Вследствие этого на экране кинескопа на основное изображение накладывается со сдвигом по строкам второе изображение. При достаточной интенсивности отраженного сигнала контуры второго изображения ухудшают наблюдение основного изображения и резко ухудшают его качество.

С радиопомехами можно вести борьбу как в месте приема радиосигналов, так и в месте возникновения помех. Борьба с помехами в последнем случае сводится к устранению причин их возникновения или к уменьшению их интенсивности путем установки различного рода фильтров и экранов. При приеме радиосигналов борьба с помехами основана на применении частотного, пространственного и амплитудного видов селекции радиосигналов. Так, например, радиопомехи, частотный спектр которых совпадает со спектром телевизионного сигнала или же располагается вблизи от него, могут быть ослаблены с помощью специальных частотных (селективных) помехоподавляющих фильтров. Для борьбы в местах приема с сильными отраженными сигналами применяются антенны с острой направленностью, обеспечивающие пространственную селекцию принимаемых сигналов, при которой существенно ослабляется интенсивность отраженного сигнала. При приеме телевизионных передач на близком расстоянии от телецентра интенсивность сигнала может быть настолько велика,

что явится причиной различного рода искажений принимаемого изображения. Для ослабления сигнала, поступающего из антенны, на входе телевизора устанавливают делитель напряжения.

Многие часто встречающиеся искажения телевизионного изображения могут возникать из-за плохой регулировки отдельных узлов телевизора. К таким искажениям относится, например, так называемое «смазывание» изображения, выражающееся в размытости границ между темным и светлым в направлении строк (справа от черных предметов на изображении появляются «хвосты»). Искажения эти чаще всего возникают при избыточном усилении низкочастотных составляющих спектра телевизионного сигнала в видеоусилителе телевизора.

Встречаются также искажения в виде «окантовки», выражающиеся в чрезмерной контрастности границ между черным и белым (границы как бы обчерчены белыми линиями). Этот вид искажений отчасти связан с методом модуляции несущей частоты телевизионного сигнала (использованием для передачи сигналов одной боковой полосы), когда при глубокой модуляции возникают фазовые искажения. В передающем устройстве эти фазовые искажения хотя и компенсируются, но полностью скомпенсировать их не удается. Поэтому при неправильной форме частотной характеристики усилителя промежуточной частоты телевизора (при слишком крутом ее спаде) нескомпенсированные в передатчике фазовые искажения сигнала вызывают в телевизоре искажения в виде «окантовки».

При слабом сигнале на входе телевизора, когда напряжение собственных шумов последнего соизмеримо с полезным сигналом, на изображении могут появляться мелькающие в хаотическом порядке темные и светлые точки. Избавиться от этих помех можно, увеличив сигнал на входе телевизора путем лучшей ориентировки антенны, увеличения ее направленности и высоты подъема.

15-11. ПРОМЫШЛЕННЫЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ УСТАНОВКИ

Портативные телевизионные системы, относящиеся к классу так называемых промышленных телевизионных установок (ПТУ), широко применяются в различных отраслях промышленности для наблюдения за производственными процессами, на железнодорожном транспорте, на строительных работах при разведке морских глубин и т. п. Они используются также в качестве систем контроля за различного рода производственными технологическими процессами. При этом параметры, характеризующие контролируемый процесс, индицируются стрелочными приборами, размещаемыми на общей приборной доске. Изображение доски с приборами передается по телевизионной системе на пункт контроля. Связь между приемным устройством и передающей камерой в промышленной телевизионной установке осуществляется по кабелю, длина которого может достигать нескольких сот метров.

Радиолюбители, работающие в области внедрения радиоэлектронных методов в народное хозяйство, могут использовать готовые промышленные телевизионные установки или же аналогичные установки собственной конструкции на производстве для контроля технологических процессов, непосредственное наблюдение за которыми связано с определенными неудобствами или же с опасностью для здоровья и жизни людей.

Функциональная схема промышленной телевизионной установки приведена на рис. 15-36. Основными ее узлами являются передающая камера и видеоприемное устройство, соединяемые кабелем длиной 100 *м*. В качестве передающей трубки используются видикон, позволяющий сконструировать камеру небольших габаритов. Видеосигнал с видикона поступает на предварительный усилитель, расположенный в передающей камере, а затем по кабелю передается на вход видеоусилителя, находящегося в приемном устройстве. Изображение наблюдается на экране кинескопа.

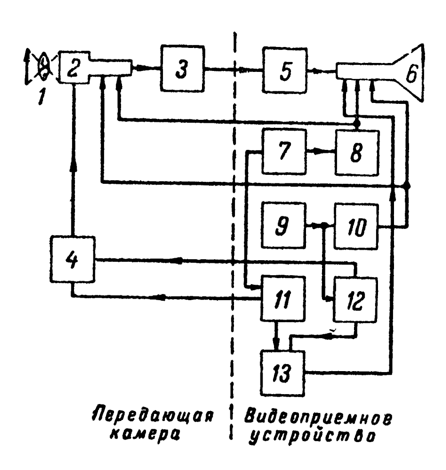


Рис. 15-36. Функциональная схема промышленной телевизионной установки.

1 — объектив; *2* — передающая трубка; *3* — предварительный видеоусилитель; *4* — смеситель гасящих импульсов; *5* — видеоусилитель; *6* — кинескоп; *7* — блокинг-генератор кадровой развертки; *8* — выходной каскад кадровой развертки; *9* — блокинг-генератор строчной развертки; *10* — выходной каскад строчной развертки; *11* — схема формирования кадровых гасящих импульсов; *12* — схема формирования строчных гасящих импульсов; *13* — смеситель гасящих импульсов.

В состав блока разверток входят общие для видеоприемного устройства и передающей камеры блокинг-генераторы и выходные каскады строчной и кадровой разверток. Размещается блок развертки в видеоприемном устройстве. Пилообразные токи кадровой и строчной разверток передаются на отклоняющую систему передающей трубки по кабелю. В схеме предусмотрено формирование гасящих импульсов раздельно для передающей и приемной трубок. Блок питания всей установки размещается в видеоприемном устройстве. Высокое напряжение на анод кинескопа подается с высоковольтного выпрямителя, связанного с блоком строчной развертки.

Органы регулировки передающей камеры и видеоприемного устройства, используемые при эксплуатации установки, размещены на передней панели видеоприемного устройства рядом с экраном кинескопа. Эти органы управления позволяют выполнять следующие операции: регулировать ток электронного луча передающей трубки и его фокусировку, а также центрировать этот луч по строке и кадру, регулировать контрастность изображения, регулировать линейность изображения по вертикали и горизонтали, регулировать размер изображения, регулировать яркость и фокусировку изображения на экране кинескопа.

15-12. ПРОВЕРКА И НАСТРОЙКА ТЕЛЕВИЗОРА

Проверка работы телевизора по испытательной таблице

Хорошее качество изображения на экране кинескопа будет получено только при условии, если телевизор в целом и его основные узлы (блоки) соответствующим образом отрегулированы и настроены. Правильность настройки телевизора может быть проверена по телевизионной испытательной таблице (ее изображение обычно передается телецентром в перерывах между программными передачами) или же с помощью контрольно-измерительной аппаратуры.

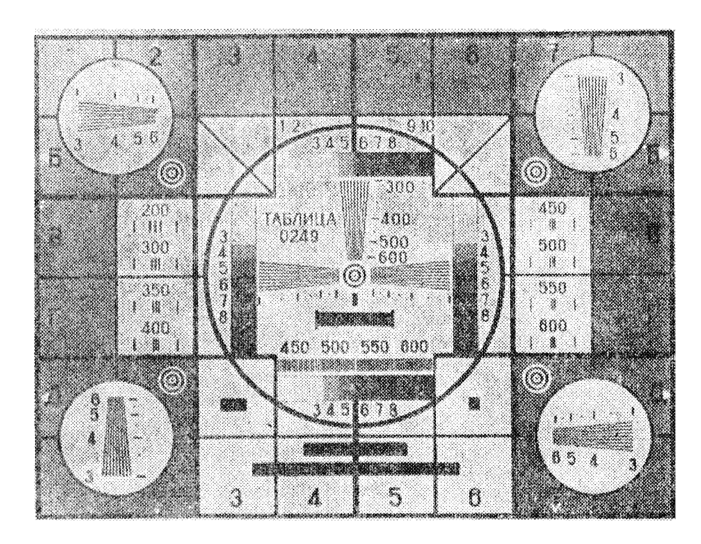


Рис. 15-37. Испытательная таблица 0249.

Телевизионная испытательная таблица 0249, используемая в нашем телевизионном вещании, приведена на рис. 15-37. По ее изображению на экране телевизора можно оценить качество фокусировки, контрастность, яркость, размер и линейность изображения, четкость, симметричность чересстрочного разложения, наличие частотных и фазовых искажений.

Под четкостью понимается способность телевизионной системы воспроизводить на приемном экране мелкие детали изображения. Вследствие несовершенства отклоняющей системы и кривизны экрана кинескопа разрешающая способность по полю изображения оказывается не равной (больше в центре и меньше по краям). Четкость в центре изображения определяется по вертикальным и горизонтальным штриховым клиньям, расположенным в центральном круге испытательной таблицы. По вертикальному клину определяется горизонтальная, а по горизонтальному — вертикальная четкость. Значение четкости (в линиях) устанавливается по цифровым отметкам около клиньев (300, 400, 500, 600) и отсчитывается по той отметке, против которой черные и белые линии клина сливаются по всей его ширине. Четкость по горизонтали, кроме того, может быть определена по группам вертикальных линий в нижней части центрального круга или же по линиям, нанесенным в квадратах В-2, Г-2, В-7 и Г-7. Четкость изображения по краям экрана определяется по вертикальным и горизонтальным клиньям, расположенным в окружностях в углах таблицы. Отметки на этих клиньях для кратности обозначены цифрами 3, 4, 5 и 6 (вместо 300, 400, 500 и 600). Определение четкости производится после того, как изображение хорошо сфокусировано.

Важной характеристикой изображения является различимое на нем число градаций яркости (полутонов). Определение числа градаций яркости воспроизводимого изображения испытательной таблицы производится по полоскам, расположенным в большем круге. Каждая из таких полосок состоит из десяти прямоугольников со ступенчатым переходом от белого к черному. Число различающихся по яркости прямоугольников в полосках дает представление о количестве воспроизводимых полутонов.

Правильность формы электронного луча в плоскости экрана проверяется по концентрическим окружностям малого диаметра, расположенным в центре таблицы и в квадратах Б-2, Д-2, Б-7 и Д-7. Если сечение луча имеет правильную (круглую) форму, то толщина линии указанных кругов остается одинаковой по всей линии окружности.

О симметричности чересстрочного разложения можно судить по тонким диагональным линиям в квадратах Б-3 и Б-6. При наличии относительного смещения (спаривания) строк диагональные линии становятся зубчатыми, а концы горизонтальных клиньев в центре таблицы веерообразно изгибаются вверх и вниз.

Линейность разверток проверяют по форме квадратов, на которые разбито изображение испытательной таблицы. Если развертка нелинейна, то квадраты таблицы перестают быть одинаковыми по площади и превращаются в прямоугольники. Кроме того, при нелинейности развертки заметно искажаются формы центрального круга и кругов по краям таблицы.

Правильность воспроизведения низкочастотных составляющих телевизионного сигнала проверяется по прямоугольникам в квадратах Д-3, Д-6, Е-3, Е-4, Е-5, Е-6 и в центральном круге. Если имеются значительные частотно-фазовые искажения низких частот, то чернота поверхностей прямоугольников становится неодинаковой, а справа от них появляются серые хвосты («тянучка»).

Необходимо отметить, что качество изображения испытательной таблицы зависит от условий приема. Поэтому при наличии помех или в случае приема слабых сигналов телецентра по изображению испытательной таблицы трудно судить о качестве работы и исправности телевизора.

Приборы для проверки и настройки телевизора

Проверка телевизора по приборам позволяет получить более точные характеристики, независимо от условий приема. С помощью приборов в телевизоре отыскиваются неисправности, производится настройка его узлов и проверяются основные его характеристики. При этом используются следующие приборы: авометр, осциллограф, сигнал-генераторы свипгенератор и ламповый вольтметр.

Авометр — универсальный электрический измерительный прибор для измерения сопротивлений, напряжений и токов. Вольтметр авометра должен иметь возможно большее входное сопротивление (не менее 5—

10 *ком/в*). Широко распространены авометры ТТ-1 (10 *ком/в*), АВО-5М и Ц-57 (20 *ком/в*).

Осциллограф — универсальный контрольно-измерительный прибор, используемый для контроля форм и параметров импульсных напряжений в различных точках схемы телевизора. Усилитель вертикального отклонения осциллографа должен иметь сравнительно широкую полосу пропускания (20—200 000 *гц*) и достаточно высокое входное сопротивление (не менее 1 *Мом*).

Сигнал-генератор — прибор, используемый при проверке и корректировании частотных характеристик и чувствительности приемной части телевизора. Проверка и налаживание усилителей высокой и промежуточной частоты производится генераторами с диапазоном частот 25—250 *Мгц* (типов СГ-1, ГСС-17 и др.). Для снятия частотной характеристики видеоусилителя применяются генераторы с диапазоном 100 *кгц* — 10 *Мгц* (типов ГСС-6, 100И и др.). При проверке усилителя низкой частоты канала звукового сопровождения используются звуковые генераторы с диапазоном 20—10 000 *гц*.

Свипгенератор (генератор с качающейся частотой) — прибор для непосредственного наблюдения на экране электронно-лучевой трубки формы частотной характеристики исследуемого устройства. Функциональная схема свипгенератора приведена на рис. 15-38. В его схему входят генератор качающейся частоты, генератор масштабных меток, генератор развертки и усилитель входных сигналов.

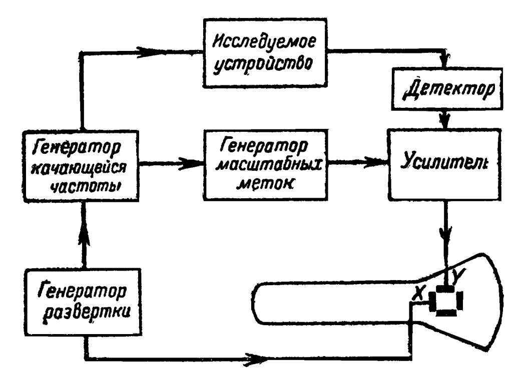


Рис 15-38. Функциональная схема свипгенератора.

Этот прибор работает следующим образом. На вход исследуемого устройства подается высокочастотный сигнал, модулируемый по частоте пилообразным напряжением, поступающим с генератора развертки осциллографической части прибора. Таким образом, отклонение луча в трубке осциллографа по горизонтали и изменение частоты генерируемых высокочастотных колебаний происходят синхронно и синфазно. Поэтому, если напряжение с выхода исследуемого устройства продетектировать и сигнал огибающей, выделенный на нагрузке детектора, подать (после усиления) на вертикальные отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки осциллографа, на ее экране можно наблюдать частотную характеристику устройства. Генератор масштабных меток служит для градуировки оси частот свипгенератора в виде всплесков на линии развертки, расстояние между которыми соответствует определенному интервалу частоты (обычно 1 и 10 *Мгц*).

Средняя частота свипгенератора f_0, изменяемая по определенному (обычно линейному) закону в одну и другую стороны на величину Δf, выбирается в зависимости от предполагаемой частотной характеристики исследуемого устройства. При снятии частотной характеристики усилителя промежуточной частоты, например, средняя частота f_0 устанавливается равной средней промежуточной частоте. В случае исследования видеоусилителя частота f_0 выбирается равной (или несколько большей) частоте, располагаемой посередине предполагаемой частотной характеристики видеоусилителя.

В настоящее время получили широкое распространение свипгенераторы типа ПНТ (приборы настройки телевизоров), предназначенные специально для налаживания и проверки телевизоров. Следует отметить, что при использовании свипгенератора снятие частотных характеристик производится намного быстрее и проще, чем с помощью сигнал-генератора. Особенно удобно пользоваться свипгенератором при корректировании частотной характеристики, так как наглядность последней позволяет более точно учитывать влияние корректирующих элементов схемы на форму частотной характеристики исследуемого устройства.

Проверка и настройка телевизора по приборам

Важнейшими характеристиками телевизора, от которых существенно зависит качество изображения и звука, являются полоса пропускания приемной части телевизора по каналам изображения и звука, чувствительность по обоим каналам, линейность развертки и степень геометрических искажений растра. Проверка и настройка телевизора сводится к тому, чтобы максимально улучшить эти характеристики.

Как известно, частотная характеристика любого приемного тракта зависит от частотных характеристик каскадов, образующих этот тракт. Для получения результирующей частотной характеристики канала изображения необходимо снять в отдельности частотные характеристики видеоусилителя, усилителя промежуточной частоты и усилителя высокой частоты. Таким же образом по блокам снимается частотная характеристика канала звукового сопровождения.

Снятие частотной характеристики видеоусилителя. При снятии частотной характеристики видеоусилителя применяются сигнал-генератор с диапазоном генерируемых частот 100 *кгц* — 6 *Мгц* и ламповый вольтметр для измерения высокочастотных напряжений. Высокочастотное напряжение с выхода сигнал-генератора подается через резистор сопротивлением 2—3 *ком* на нагрузку видеодетектора (при этом видеодетектор отключается). Индикатором выхода служит ламповый вольтметр, подключаемый через конденсатор емкостью 1 000 *пф* к управляющему электроду кинескопа (второй его конец соединяют с корпусом). Частоту выходного напряжения сигнал-генератора устанавливают равной 100 *кгц*, а амплитуду такой, чтобы напряжение на выходе видеоусилителя (по шкале лампового вольтметра) составляло 3—5 *в*.

Поддерживая выбранное напряжение сигнала на входе видеоусилителя постоянным и изменяя его частоту, фиксируют показания вольтметра на выходе при частотах 100, 500, 1 000 *кгц* и далее через каждые 500 *кгц* до тех пор, пока показания вольтметра не уменьшатся на 50% от показаний на средних частотах полосы пропускания (1,5—2 *Мгц*). По результатам измерений строится зависимость коэффициента усиления видеоусилителя от частоты усиливаемого сигнала (ча-

стотная характеристика). Подбором корректирующих индуктивностей, шунтирующих и нагрузочных сопротивлений добиваются того, чтобы частотная характеристика имела необходимую полосу пропускания и не содержала провалов и выбросов в пределах этой полосы, превышающих 3 *дб*. В ряде случаев, однако, частотную характеристику видеоусилителя специально делают с выбросом в области высоких частот, значительно превышающим 3 *дб* (чтобы компенсировать завал на этих частотах в предыдущих каскадах видеоканала).

Снятие частотной характеристики усилителя промежуточной частоты. Промежуточная частота видеоканала, равная разности частот гетеродина и несущей частоты изображения, стандартизована и равна 34,25 *Мгц*. Для снятия частотной характеристики усилителя используют сигнал-генератор с соответствующим диапазоном частот. Выходное напряжение сигнал-генератора через конденсатор емкостью 50—100 *пф* подается на управляющую сетку смесительной лампы. Последнюю при этом надо отсоединить от контура и соединить ее с корпусом через резистор сопротивлением 5—10 *ком*. Частотная характеристика усилителя снимается при неработающем гетеродине, поэтому необходимо вынуть лампу гетеродина из панельки (если гетеродин выполнен на отдельной лампе) или же отключить от нее анодное напряжение.

Индикатором может служить вольтметр постоянного тока, подключаемый параллельно нагрузке видеодетектора, или же вольтметр переменного тока, подключаемый к выходу видеоусилителя (к управляющему электроду кинескопа) через конденсатор емкостью 0,01—0,02 *мкф*. В первом случае при снятии частотной характеристики на вход усилителя подается немодулированный высокочастотный сигнал, а во втором случае высокочастотный сигнал, подаваемый на вход усилителя, должен быть промодулирован (по амплитуде) сигналом частоты 400—1 000 *гц* (глубина модуляции обычно выбирается 30%).

Частотную характеристику усилителя снимают следующим образом. Сигнал-генератор настраивают на промежуточную частоту видеоканала. Во избежание ограничения сигнала в каскадах усилителя величина выходного напряжения генератора выбирается возможно меньшей, но такой, чтобы получить хорошо заметные показания индикатора, который при этом должен быть включен на минимальный предел измерений. Уменьшая частоту сигнал-генератора через 0,5—1 *Мгц* до 27 *Мгц* и поддерживая постоянным напряжение на входе усилителя, отмечают показания индикатора. По результатам измерений строится частотная характеристика усилителя промежуточной частоты.

Частотную характеристику усилителя промежуточной частоты можно снять и с помощью свипгенератора. Выходное напряжение последнего, так же как выходное напряжение сигнал-генератора, подается на вход смесительной лампы. К входу свипгенератора (вход усилителя осциллографа) подводится напряжение с нагрузки видеодетектора. Средняя частота выходного сигнала свипгенератора выбирается равной средней промежуточной частоте (около 31 *Мгц*). Девиация средней частоты устанавливается такой, чтобы обеспечивалось перекрытие диапазона частот в пределах 27—35 *Мгц* ($\Delta f \approx 3 \div 4$ *Мгц*). При этом на экране осциллографа наблюдается частотная характеристика усилителя. В процессе исследования выходное напряжение свипгенератора подбирается таким, чтобы исключалось ограничение сигнала каскадами исследуемого усилителя и усилителя осциллографа. Требуемая форма частотной характеристики усилителя промежуточной частоты достигается настройкой селективных и режекторных фильтров, входящих в его схему.

Часто вместо снятия в отдельности частотных характеристик усилителей промежуточной и высокой частоты снимается результирующая характеристика всего высокочастотного тракта видеоканала. В этом случае высокочастотное модулированное (глубина модуляции 30%) напряжение с выхода сигнал-генератора подается на вход телевизора, а к управляющему электроду кинескопа подключается через конденсатор емкостью 0,01—0,02 *мкф* вольтметр переменного тока (индикатором может служить также любой электронно-лучевой осциллограф с масштабной сеткой на экране). Изменяя частоту входного сигнала в сторону увеличения через 0,5—1 *Мгц* и поддерживая при этом постоянным его напряжение, записывают показания индикатора и по полученным данным строят частотную характеристику высокочастотного тракта.

Проверка характеристики канала звукового сопровождения. Частотная характеристика усилителя

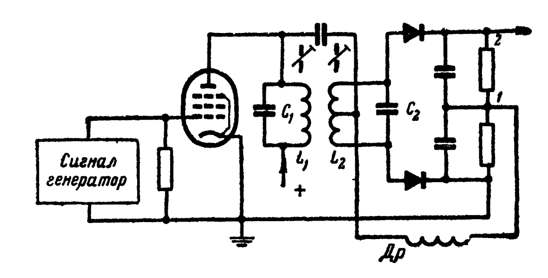


Рис. 15-39. Схема настройки дискриминатора.

промежуточной частоты канала звукового сопровождения обычно не снимается. Проверяется лишь ширина его полосы пропускания, для чего в телевизорах с дополнительным таким усилителем на сетку смесительной лампы подается от сигнал-генератора напряжение частотой, равной промежуточной частоте звукового канала (27,75 *Мгц*). Между управляющей сеткой лампы ограничительного каскада и корпусом подключают электронный вольтметр, служащий индикатором выхода. Частоту подводимого на вход усилителя напряжения изменяют в одну и другую сторону от промежуточной частоты канала до тех пор, пока показания вольтметра не уменьшатся в 2 раза по сравнению с показанием при частоте 27,75 *Мгц*. Отсчитанное по шкале сигнал-генератора отклонение частоты в этом случае и определяет ширину полосы пропускания усилителя промежуточной частоты канала звукового сопровождения.

Характеристику частотного детектора определяют настройкой контуров на входе детектора и идентичностью плеч его схемы. В телевизорах применяются два типа частотных детекторов: дискриминатор и детектор отношений (дробный детектор). Способы их настройки несколько различны.

Настройка дискриминатора производится следующим образом. Сигнал-генератор подключают к входу ограничительного каскада (контур цепи управляющей сетки его лампы отключается), стоящего перед дискриминатором (рис. 15-39), и настраивают на промежуточную частоту 27,25 *Мгц*. В том случае, когда каскады усиления высокой частоты и усиления промежуточной частоты канала звукового сопровождения настроены,

сигнал-генератор можно подключать непосредственно к входу телевизора при соответствующей настройке на несущую частоту звукового канала. Индикатор выхода (высокоомный вольтметр постоянного тока со шкалой на 1—3 *в*) вначале подключается к точке *1* и корпусу. Напряжение сигнал-генератора подбирают таким, чтобы получить заметное отклонение стрелки индикатора. Настройкой контура L_1C_1 необходимо добиться максимального показания индикатора. Затем индикатор подключают к точке *2* и корпусу, а настройкой контура L_2C_2 добиваются минимального показания индикатора. Эти операции переключения и настройки повторяют несколько раз.

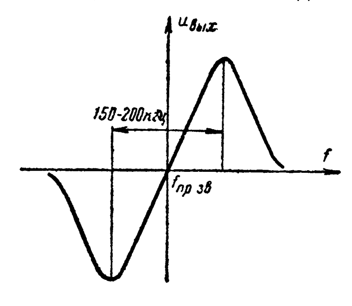


Рис. 15-40. Частотная характеристика дискриминатора.

Проверить точность настройки дискриминатора можно и на слух, подавая от сигнал-генератора модулированное по амплитуде напряжение. Отклонение частоты входного сигнала дискриминатора от промежуточной частоты звукового канала в этом случае будет сопровождаться отчетливым прослушиванием звуковых модулирующих сигналов в громкоговорителе. При точной же настройке дискриминатора слышимость этих сигналов должна пропадать.

После настройки дискриминатора можно снять его частотную характеристику. При этом вольтметр постоянного тока со шкалой 1—3 *в* подключают к нагрузке дискриминатора (точка *2* и корпус). Изменяя частоту сигнала на входе дискриминатора через 50—100 *кгц* в одну и другую стороны от промежуточной частоты, снимают частотную характеристику. Примерный ее вид показан на рис. 15-40.

Настройка детектора отношений, схема которого приведена на рис. 15-41, производится так. Индикатор (вольтметр постоянного тока) подключают к точке *1* и корпусу. Настройкой контура L_1C_1 добиваются максимального показания индикатора. Затем к схеме надо подключить два резистора (R_1 и R_2), чтобы получить дополнительную точку симметрии *2*. Подключив после этого к точкам *1* и *2* схемы индикатор, добиваются минимальных его показаний настройкой контура L_2C_2. Частотная характеристика детектора отношений снимается так же, как у дискриминатора, и имеет такой же вид.

Характеристики частотных детекторов могут быть сняты и с помощью свипгенератора. Выход последнего при этом через конденсатор емкостью 500—1 000 *пф* соединяют с управляющей сеткой лампы ограничительного каскада, а вход его — с нагрузкой частотного детектора (точкой отвода сигнала к усилителю низкой частоты) или же с выходом усилителя низкой частоты. Средняя частота свипгенератора устанавливается равной промежуточной частоте звукового канала (27,75 *Мгц*), а величина девиации берется равной ±1 *Мгц*. Подбором выходного напряжения свипгенератора и коэффициента усиления осциллографа нужно получить удобную для наблюдения осциллограмму характеристики частотного детектора.

В телевизорах, построенных по одноканальной схеме, проверка усилителя промежуточной частоты звукового канала, настройка частотного детектора и снятие его частотной характеристики производятся аналогично описанному, с той лишь разницей, что вместо сигналов промежуточной частоты 27,75 *Мгц* используются сигналы разностной частоты 6,5 *Мгц*.

Сопряжение настройки каналов изображения и звука. Необходимость в сопряжении настройки каналов изображения и звука возникает только в телевизорах с дополнительным каналом усиления промежуточной частоты (27,75 *Мгц*) звука. В одноканальных же телевизорах сопряжение необходимо лишь в том случае, если настройка контуров УПЧ звука получилась неравной 6,5 *Мгц*.

В телевизоре с дополнительным каналом усиления промежуточной частоты звука сопряжение проще всего достигается следующим путем. Настройкой гетеродина

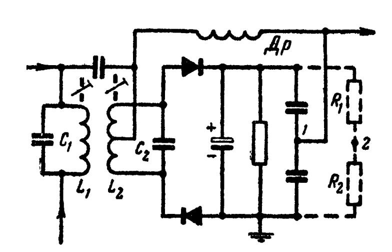


Рис. 15-41. Схема настройки детектора отношений.

надо добиться наилучшего качества изображения испытательной таблицы по четкости и наибольшему числу различимых градаций яркости. Индикатор выхода (высокочастотный ламповый вольтметр) подключается параллельно резистору в сеточной цепи лампы ограничителя. В случае использования в схеме детектора отношений индикатор (вольтметр постоянного тока) подключают к точке *1* и корпусу. Настраивая контуры усилителя промежуточной частоты звука, добиваются максимального отклонения стрелки индикатора, после чего настраивают частотный детектор.

ЛИТЕРАТУРА

Ельяшкевич С. А., Справочник по телевизионным приемникам, изд-во «Энергия», 1964.

Фельдман Л. Д., Как работает телевизор, изд-во «Энергия», 1964.

Коробейников П. В., Как построить телевизор, Госэнергоиздат, 1963.

Самойлов В. Ф., Качественные показатели телевизионного изображения, Госэнергоиздат, 1963.

Сотников С. К., Сверхдальний прием телевидения, Госэнергоиздат, 1960.

Кузинец Л. М., Неисправности в телевизорах, Госэнергоиздат, 1963.

Ельяшкевич С. А., Настройка телевизора с помощью генератора качающейся частоты, изд-во «Энергия», 1964.

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Изготовление радиоэлектронного устройства (усилителя, приемника, телевизора), его проверка, ремонт и налаживание сопровождаются, как правило, различными электрическими измерениями. При этом чаще всего приходится измерять сопротивления, емкости и индуктивности деталей устройства, а также напряжения и токи в его цепях, определять частоту настройки колебательных контуров, снимать осциллограммы процессов, протекающих в различных точках схемы.

Достоверность результатов измерений зависит как от методики их проведения, так и от правильности выбора измерительных приборов в соответствии с конкретными условиями измерений. А для этого необходимо понимать принцип действия приборов различных типов и систем, знать их технические возможности и особенности применения.

16-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Измерение электрической величины заключается в сравнении ее с помощью электрических мер и измерительных приборов с определенным значением этой величины, принятым за единицу. Мера представляет собой конкретный образец (резистор, катушку индуктивности, конденсатор, нормальный гальванический элемент и т. п.), с известной точностью воспроизводящий единицу измерения (ом, генри, фараду, вольт и т. п.), либо ее кратное или дробное значение. Для воспроизведения различных значений одной и той же электрической величины применяют магазины мер (штепсельные или рычажные) и меры с переменным значением (резистор с переменным сопротивлением, конденсатор переменной емкости, вариометр и др.), снабженные шкалами и указателями.

Измерительным прибором называется устройство, служащее для прямого или косвенного сравнения измеряемой величины с мерами. В приборах прямого сравнения для установления соотношения между мерой и измеряемой величиной используются явления резонанса, нулевых биений или производится уравновешивание измерительной схемы. В приборах косвенного сравнения отсчет производится непосредственно по шкале стрелочного или другого индикатора, предварительно отградуированного с помощью мер. Меры и измерительные приборы разделяются на образцовые, предназначенные для хранения и воспроизведения единиц измерения, и рабочие, служащие для практических целей измерений.

Погрешность измерений

Результат измерений будет достоверным при выполнении двух условий: 1) малой погрешности измерений; 2) малом влиянии измерительной аппаратуры на режим и параметры исследуемой цепи.

Абсолютной погрешностью ΔA измерительного прибора называется разность между отсчетом A_0 по шкале прибора и действительным значением A измеряемой величины, определенном по образцовому прибору:

$$\Delta A = A_0 - A.$$

Относительная погрешность измерений

$$\gamma = \frac{\Delta A}{A} \cdot 100\%.$$

Приведенной погрешностью $\gamma_п$ называется относительная погрешность, отнесенная к предельному значению рабочей части шкалы прибора $A_{макс}$:

$$\gamma_п = \frac{\Delta A}{A_{макс}} \cdot 100\%.$$

Основной погрешностью называется погрешность, присущая работе прибора в нормальных условиях, соответствующих условиям его градуировки.

Дополнительные погрешности появляются при отклонении условий эксплуатации от нормальных. К ним относятся погрешности, вызываемые изменением теплового режима прибора, напряжения или частоты источника питания, амплитуды, частоты или формы кривой измеряемой электрической величины, влиянием внешних электрических и магнитных полей и т. п.

Стрелочные электроизмерительные приборы по точности разделяются на восемь классов: 0,05, 0,1, 0,2, 0,5, 1,0, 1,5, 2,5 и 4,0, где номер класса численно определяет максимальную величину основной приведенной погрешности $\gamma_п$. Точность радиоизмерительных приборов характеризуют величиной относительной или абсолютной погрешности, а в некоторых приборах тем и другим одновременно (например, погрешность измерения емкости $\pm 1\%$ ± 1 *пф*).

Способность прибора измерять малые электрические величины характеризуется его чувствительностью; ее численно выражают числом делений шкалы, на которое перемещается стрелка, при изменении измеряемой величины на единицу (например, 10 делений на 1 *ма*). Обычно чувствительность прибора тем выше, чем меньше верхний предел его измерений.

Классификация и обозначение

Классификация радиоизмерительной аппаратуры предусматривает деление всех измерительных приборов по назначению на 16 групп (с подгруппами). Наименование радиоизмерительного прибора складывается из буквенного обозначения группы, номера подгруппы и порядкового номера данного прибора в своей подгруппе. Между цифрами ставится черточка (дефис). В случае модернизации в конце добавляется буква А (при первой модернизации), Б (при второй) и т. д. по порядку. Например, электронный осциллограф С1-8А (старое название УО-1М).

Комбинированные приборы классифицируются по основной измеряемой или выдаваемой ими величине; для их отличия после обозначения группы ставится буква К. Например, ампервольтомметр ВК7-1 (ТТ-3) относят к группе приборов для измерения напряжения.

Классификация предусматривает следующие группы и подгруппы.

А — приборы для измерения тока: 1) установки для проверки амперметров; 2) амперметры постоянного тока; 3) амперметры переменного тока; 4) амперметры универсальные.

В — приборы для измерения напряжения: 1) установки для проверки вольтметров; 2) вольтметры постоянного тока; 3) вольтметры переменного тока; 4) вольтметры импульсные; 5) вольтметры фазочувствительные; 6) вольтметры селективные; 7) вольтметры универсальные.

М — приборы для измерения мощности.

Е — приборы для измерения параметров в устройствах со сосредоточенными параметрами: 1) установки

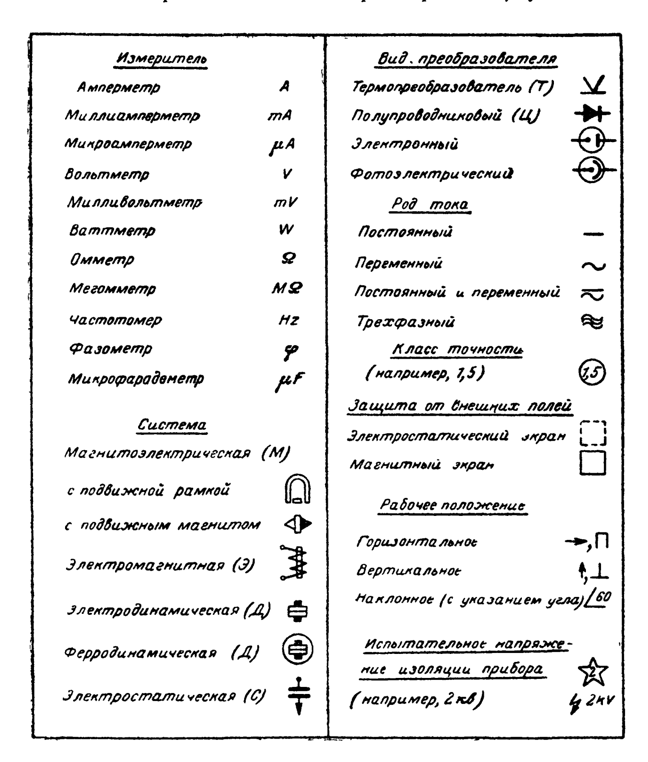


Рис. 16-1. Условные обозначения на электроизмерительных приборах.

для контроля и проверки измерителей параметров; 2) меры активных сопротивлений; 3) меры индуктивностей; 4) меры емкостей; 5) меры проводимостей; 6) измерители активных сопротивлений; 7) измерители индуктивностей; 8) измерители емкостей; 9) измерители добротностей; 10) измерители полных сопротивлений и проводимостей; 11) измерители электрических и магнитных свойств материалов; 12) измерители параметров универсальные.

Р — приборы для измерения параметров в устройствах с распределенными постоянными.

Ч — приборы для измерения частоты: 1) установки для проверки измерителей частоты и воспроизведения образцовых частот; 2) частотомеры резонансные; 3) частотомеры электронно-счетные; 4) частотомеры гетеродинные; 5) калибраторы кварцевые.

Ф — приборы для измерения сдвига фаз и времени запаздывания.

С — приборы для наблюдения и исследования формы сигналов и спектра: 1) осциллографы; 2) измерители коэффициента амплитудной модуляции; 3) измерители девиации частоты; 4) анализаторы спектра; 5) анализаторы гармоник; 6) измерители коэффициента нелинейных искажений.

Х — приборы для наблюдения и исследования характеристик радиоустройств: 1) приборы для исследования частотных характеристик; 2) приборы для исследования переходных характеристик; 3) приборы для исследования фазовых характеристик; 4) приборы для исследования амплитудных характеристик; 5) измерители коэффициента шума.

И — приборы специальные для импульсных измерений.

Ц — усилители измерительные.

П — приборы для измерения напряженности поля и радиопомех.

Д — аттенюаторы и делители напряжения.

Г — генераторы измерительные: 1) установки для проверки измерительных генераторов; 2) генераторы шумовых сигналов; 3) генераторы сигналов; 4) генераторы стандартных сигналов; 5) генераторы импульсов; 6) генераторы сигналов специальной формы.

Л — приборы для измерения параметров электронных приборов: 1) измерители параметров ламп и характериографы; 2) измерители параметров полупроводниковых приборов и характериографы; 3) измерители параметров электровакуумных приборов сверхвысоких частот.

Условные обозначения на электроизмерительных приборах. Для обозначения единиц измерения, принципа действия, класса точности, вида преобразователя и др. приняты условные знаки, которые наносятся на электроизмерительных и радиоизмерительных приборах и вспомогательных частях. Некоторые из этих знаков приводятся на рис. 16-1.

16-2. ПРИБОРЫ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Основной частью магнитоэлектрического прибора является и з м е р и т е л ь. Механизм измерителя состоит из подвижной катушки, помещенной в поле сильного постоянного магнита. Отклонение катушки происходит пропорционально измеряемому току, вследствие чего измеритель имеет р а в н о м е р н у ю ш к а л у.

Магнитоэлектрические измерители обладают высокой чувствительностью и не боятся внешних магнитных полей. В сочетании с электронными и полупроводниковыми выпрямителями и термопреобразователями они используются для измерения переменных низкочастотных и высокочастотных токов.

Рис. 16-2. Схема измерения электрических данных измерителя магнитоэлектрической системы.

Измерители характеризуются током $I_и$, вызывающим отклонение стрелки на всю шкалу, внутренним сопротивлением $R_и$ и напряжением отклонения на всю шкалу $U_и = I_и R_и$. Значения этих величин обычно лежат в следующих пределах: $I_и = 10$ *мка* $\div 30$ *ма*; $R_и = 10 \div 5\,000$ *ом*; $U_и = 0{,}03 \div 0{,}5$ *в*.

Если электрические данные измерителя неизвестны, то (при равномерной шкале из $\alpha_п$ делений) их можно

определить по схеме на рис. 16-2 и расчетным формулам:

$$R_и = \frac{\alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} R_2 - R_1 \text{ и } I_и = \frac{U}{R_1 + R_2} \frac{\alpha_п}{\alpha_1},$$

где U — напряжение питания, отсчитываемое по вольтметру, α_1 и α_2 — отсчет по шкале измерителя при установке переключателя $П$ соответственно в положения 1 и 2; R_1 и R_2 — резисторы известного сопротивления, которые выбираются примерно одинаковыми. Точность измерений тем выше, чем ближе отсчет α_1 к концу шкалы.

Миллиамперметры и амперметры

Для расширения пределов измерения магнитоэлектрического измерителя по току до заданного предельного значения $I_п = NI_и$ (т. е. большего в N раз тока измерителя $I_и$) измеритель включают параллельно ш у н т у, через который будет ответвляться часть измеряемого тока. При этом сопротивление шунта

$$R_ш = \frac{R_и}{N-1}.$$

Высокой точности в широком диапазоне измеряемых токов можно добиться, применяя несколько переключаемых шунтов, рассчитанных на различные значения предельного тока $I_п$ (рис. 16-3, *а*). Величину тока измеряют на том пределе, которому соответствует отсчет, возможно более близкий к концу шкалы. Для того чтобы не повредить измеритель, ползунок переключателя должен переходить с одного контакта на другой без разрыва цепи.

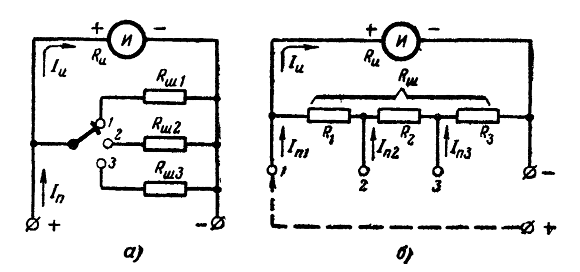


Рис. 16-3. Схемы многопредельных амперметров постоянного тока.

Более надежным в работе является многопредельный амперметр с у н и в е р с а л ь н ы м ш у н т о м (рис. 16-3, *б*), где переключение пределов измерений может производиться простым переключателем или при помощи системы гнезд. Если выбраны пределы измерений $I_{п1} = NI_и$; $I_{п2} = N_1 I_{п1}$; $I_{п3} = N_2 I_{п2}$ и т. д., то необходимые сопротивления универсального шунта определяются по формулам:

$$R_ш = \frac{R_и}{N-1}; \quad R_1 = R_ш \frac{N_1 - 1}{N_1};$$

$$R_2 = R_ш \frac{N_2 - 1}{N_1 N_2}; \quad R_3 = R_ш \frac{N_3 - 1}{N_1 N_2 N_3}$$

и т. д.

Шунты к миллиамперметрам изготавливаются из манганиновой или константановой проволоки, а шунты на большие токи — из листового манганина. При этом плотность тока в шунте не должна превышать 1,5 *а/мм²*.

Для точной подгонки сопротивления шунта собирают схему, показанную на рис. 16-4. Реостатом R поддерживают в цепи предельное значение измеряемого тока $I_п$, отсчитываемое по образцовому амперметру A, и регулировкой сопротивления шунта добиваются отклонения стрелки измерителя $И$ на всю шкалу. Эту же схему можно применить для градуировки шкалы измерителя в новых значениях измеряемого тока или для проверки градуировки амперметров.

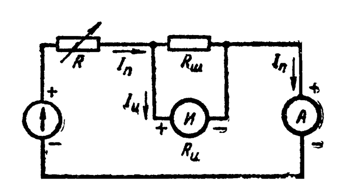


Рис. 16-4 Схема регулировки (градуировки) амперметра.

Для измерения тока прибор включают последовательно в исследуемую цепь (рис. 16-5); это приводит к увеличению общего сопротивления цепи и уменьшению тока в ней. Влияние амперметра на режим цепи будет тем слабее, чем меньше его внутреннее сопротивление по сравнению с сопротивлением этой цепи. Поэтому при одинаковых измерителях и пределах измерений амперметры с универсальными шунтами сильнее влияют на режим цепи, чем амперметры с переключаемыми шунтами.

Если в исследуемой цепи протекает пульсирующий или импульсный ток, то магнитоэлектрический амперметр будет измерять его постоянную составляющую; в этом случае параллельно прибору включают конденсатор большой емкости, имеющий малое сопротивление для переменной составляющей тока. Место включения прибора в высокочастотные цепи выбирают так, чтобы один из его зажимов непосредственно или через конденсатор большой емкости соединялся с корпусом.

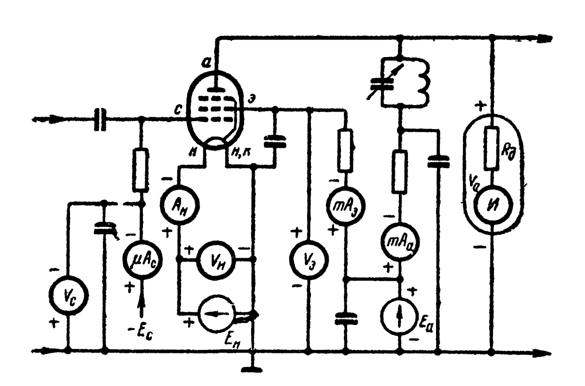


Рис. 16-5. Включение приборов магнитоэлектрической системы для измерения постоянных токов и напряжений в цепях электронной лампы.

Вольтметры

Измерители магнитоэлектрической системы при непосредственном подключении к элементам электрической цепи могут быть использованы лишь в качестве милливольтметров постоянного тока с пределом измерения $U_и = I_и R_и$. Для расширения предела измерения

до значения $U_п = NU_и$ последовательно с измерителем включают добавочное сопротивление

$$R_д = R_и(N-1).$$

Добавочные сопротивления изготавливают в виде катушек из манганиновой или константановой проволоки; в вольтметрах невысокого класса точности в качестве добавочного сопротивления применяются непроволочные резисторы повышенной стабильности (например, резисторы типов МГП или БЛП), допустимая мощность рассеяния которых должна удовлетворять следующему условию

$$P \geqslant \frac{5U_п^2}{R_д}.$$

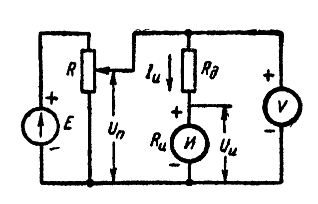
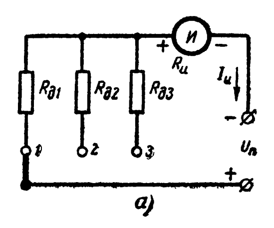


Рис. 16-6. Схема регулировки (градуировки) вольтметра.

Для точной подгонки сопротивления $R_д$ собирают схему, показанную на рис. 16-6. Потенциометром R поддерживают в цепи предельное напряжение $U_п$, отсчитываемое по образцовому вольтметру V, и регулировкой $R_д$ добиваются отклонения стрелки измерителя $И$ на всю шкалу. Эту же схему можно использовать для градуировки вольтметров.



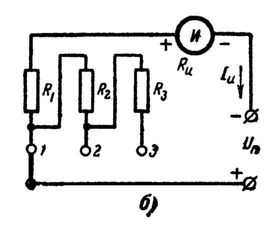


Рис. 16-7. Схемы многопредельных вольтметров постоянного тока.

Многопредельный вольтметр может быть осуществлен в двух основных вариантах, представленных схемами на рис. 16-7. Сопротивление каждого резистора в схеме на рис. 16-7, *б* находится как разность добавочных сопротивлений двух смежных пределов.

Для измерения напряжения вольтметр подключают параллельно исследуемому участку цепи (см. рис. 16-5); это приводит к уменьшению общего сопротивления этого участка и измеряемого напряжения. Влияние вольтметра на режим цепи тем слабее, чем больше его входное сопротивление

$$R_в = R_д + R_и = \frac{U_п}{I_и}$$

по сравнению с сопротивлением цепи между точками включения вольтметра. Сравнительную оценку качества различных вольтметров в отношении влияния на режим цепей производят по величине их относительного входного сопротивления, приходящегося на 1 *в* предельного измеряемого напряжения и равного $R_в/U_п = 1/I_и$ или по величине потребляемого ими тока $I_и$. Высокоомными считаются вольтметры, имеющие отношение $R_в/U_п \geqslant 5\,000$ *ом/в* (или ток $I_и \leqslant 200$ *мка*).

Если в исследуемой цепи действует пульсирующее или импульсное напряжение, то магнитоэлектрический вольтметр будет измерять постоянную составляющую этого напряжения. При этом вольтметр следует включать так, чтобы его измеритель соединялся с зажимом цепи, имеющим более низкий потенциал (см. вольтметр $V_а$ на рис. 16-5).

Измерение тока при помощи вольтметра. Если вольтметром измерить падение напряжения U на известном сопротивлении R, включенном в цепи измеряемого тока I, то величину последнего (при выполнении условия $R_в \gg R$) можно рассчитать по закону Ома $I = U/R$.

16-3. ПРИБОРЫ ВЫПРЯМИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

Приборы выпрямительной системы применяются для измерения токов и напряжений низких частот, которые с помощью полупроводниковых выпрямителей (купроксных или германиевых) преобразуются в постоянный ток, регистрируемый магнитоэлектрическим измерителем. Вследствие недостаточно высокой стабильности выпрямителей, параметры которых несколько изменяются со временем и сильно зависят от температуры, а также наличия заметной емкости между их электродами, приборы выпрямительной системы имеют класс точности не выше 1,5 и пригодны для измерений лишь на частотах до 5—10 *кгц*; шкалы этих приборов за исключением небольшого начального участка почти равномерны и обычно градуируются в действующих значениях синусоидального тока.

Выпрямительная часть прибора может быть собрана по однополупериодной или двухполупериодной схеме. При однополупериодной схеме (рис. 16-8) выпрямитель (диод) $Д_1$ пропускает через измеритель $И$ положительную полуволну переменного тока; отрицательная полуволна проходит через выпрямитель $Д_2$. Среднее значение тока, протекающего через измеритель, $I_0 \approx 0{,}45I$, где I — действующее значение измеряемого синусоидального тока.

Более высокая чувствительность по току может быть получена при двухполупериодной схеме (рис. 16-9), в которой измеритель $И$ включается в диагональ моста, образованного четырьмя диодами. Одну половину периода ток протекает через диоды $Д_1$ и $Д_3$, а другую

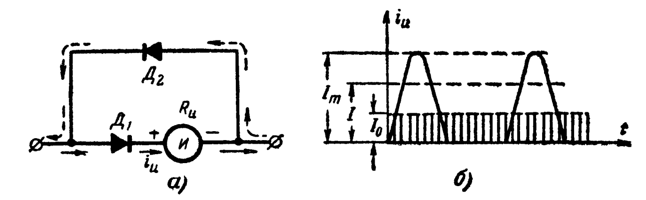


Рис. 16-8. Однополупериодная схема выпрямления (*а*) и график изменения тока $i_и$, протекающего через измеритель (*б*).

через $Д_2$ и $Д_4$; через измеритель проходят токи обоих полупериодов в одном и том же направлении. Поэтому постоянная составляющая тока $I_0 \approx 0{,}9I$. В практических схемах вместо двух смежных диодов часто включают резисторы сопротивлением в несколько тысяч ом.

Для расчета прибора выпрямительной системы необходимо знать данные его выпрямительно-измерительной части: ток полного отклонения $I_в$, напряжение полного отклонения $U_в$ и номинальное сопротивление пере-

менному току $r_в$; их можно определить опытным путем по схеме, аналогичной приведенной на рис. 16-2 и питаемой от источника переменного тока.

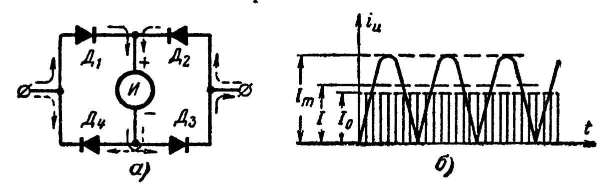


Рис. 16-9. Двухполупериодная схема выпрямления (*а*) и график изменения тока $i_и$ в цепи измерителя (*б*).

Благодаря использованию чувствительных магнитоэлектрических измерителей приборы выпрямительной системы имеют высокую чувствительность, определяемую значениями $I_в \approx 0{,}2$ *ма* и $U_в \approx 0{,}3$ *в*.

Миллиамперметры и амперметры

Для расширения предела измерения по току до значения $I_п = NI_в$ параллельно прибору включают шунт сопротивлением

$$R_ш = \frac{r_в}{N-1},$$

где $I_в$ — ток полного отклонения выпрямительного прибора;

$r_в$ — номинальное сопротивление переменному току.

Многопредельный амперметр (миллиамперметр) может быть выполнен с переключаемыми шунтами; при этом на каждом пределе он должен иметь отдельную шкалу вследствие зависимости сопротивления диодов от величины проходящего через них тока. Использование одной и той же шкалы (с кратными множителями к ней) на различных пределах достигается при работе прибора с универсальным шунтом по схеме, аналогичной приведенной на рис. 16-3, *б*.

Вольтметры

Для расширения предела измерения по напряжению до значения $U_п = NU_в$ последовательно с детекторной частью включают добавочное сопротивление (резистор)

$$R_д = r_в\ (N-1).$$

В многопредельных вольтметрах применяют несколько переключаемых добавочных сопротивлений, которые для уменьшения частотной погрешности должны быть безындуктивными (непроволочными или с бифилярной намоткой). Чем больше $R_д$, тем линейнее шкала. К цепям с пульсирующим напряжением вольтметр подключают через конденсатор емкостью порядка 1 *мкф*.

16-4. ЭЛЕКТРОННЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

Электронные вольтметры применяются для измерения постоянных и переменных напряжений в цепях радиоустройств. Их достоинствами являются высокая чувствительность и широкие пределы измерений, большое входное сопротивление, широкий диапазон рабочих частот (от постоянного тока до сотен мегагерц), способность выдерживать большие перегрузки. К недостаткам вольтметров относятся необходимость питания от стабильных источников тока, необходимость регулировки прибора перед измерениями, значительные габариты и вес.

Вольтметры постоянного тока

Такие устройства представляют собой усилители постоянного тока на электронных лампах или транзисторах с чувствительными магнитоэлектрическими измерителями (микроамперметрами). Простейшая схема электронного вольтметра приведена на рис. 16-10. При отсутствии измеряемого напряжения U_x через измеритель *И* протекает начальный анодный ток лампы (триода) $I_{а0}$. При подаче на сетку лампы напряжения U_x в зависимости от полярности последнего происходит увеличение или уменьшение анодного тока, что позволяет шкалу измерителя проградуировать в значениях U_x. Для повышения чувствительности и точности измерений перед их началом раостатом R_0 устанавливают стрелку измерителя на нуль шкалы, создавая через индикатор компенсирующий ток I_0, равный по величине, но обратный по направлению току $I_{а0}$.

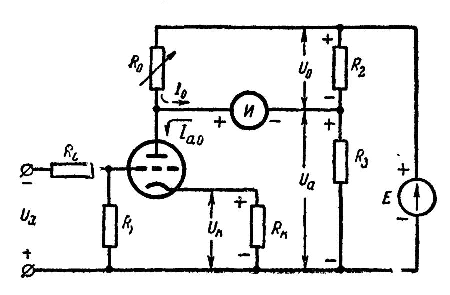


Рис. 16-10. Простейшая схема электронного вольтметра постоянного тока.

Измеряемое напряжение обычно подводится к сетке лампы с отрицательной полярностью; при этом лампа будет работать без сеточных токов при большом входном сопротивлении (порядка десятков мегом), величина которого определяется в основном сопротивлением R_1 и качеством изоляции входной цепи. Возможная перегрузка измерителя (при запирании лампы) ограничивается величиной тока I_0. Чтобы уменьшить перегрузку прибора при случайной подаче на его вход большого положительного напряжения, в цепь сетки лампы включен резистор $R_с$ (сопротивлением в несколько мегом). Для стабильности работы и улучшения линейности шкалы применена отрицательная обратная связь, напряжение которой $U_к = -I_а R_к$ подается на сетку в качестве отрицательного смещения и противодействует любым изменениям режима лампы.

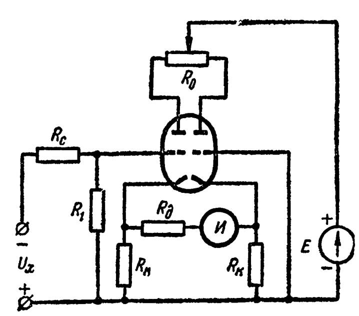


Рис. 16-11. Балансная схема электронного вольтметра постоянного тока.

Схема установки нуля измерителя представляет собой по существу мост постоянного тока (см. § 16-5), в одну диагональ которого включен источник анодного питания, а в другую — измеритель. Одно из плеч этого моста содержит нелинейный элемент — лампу, внутреннее сопротивление которой изменяется при колебаниях напряжений питания и изменении внешних условий. Последнее является причиной дрейфа нуля (нарушение нуля, установленного перед началом работы).

Меньший дрейф нуля при колебаниях питания имеет балансная схема вольтметра (рис. 16-11), содержащая два однотипных триода с идентичными параметрами. Отклонение стрелки измерителя здесь определяется разностью анодных токов триодов. Так как изменение напряжений питания вызывает примерно одинаковое изменение анодных токов обоих триодов, то установка нуля становится более устойчивой.

Однокаскадный вольтметр можно построить с минимальным верхним пределом измерений порядка десятых долей вольта. Расширение предела измерений в сторону больших напряжений достигается увеличением катодного сопротивления $R_к$ или добавочного сопротивления $R_д$ в цепи измерителя, либо применением на входе делителей напряжения. Для превращения прибора в милливольтметр используют один или несколько каскадов предварительного усиления постоянного напряжения.

Вольтметры переменного тока

Измерение вольтметрами переменных напряжений основано на использовании выпрямительных свойств электронных ламп и полупроводниковых приборов. Эквивалентная схема входа вольтметра переменного тока (рис. 16-12) состоит из входного активного сопротивления $R_в$, входной емкости $C_в$ и индуктивности $L_в$

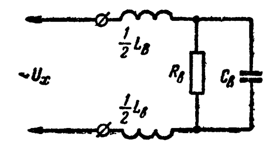


Рис. 16-12. Эквивалентная схема входа вольтметра переменного тока.

проводов, соединяющих рабочую часть прибора с входными зажимами. Для уменьшения влияния на режим исследуемых высокочастотных цепей стремятся к увеличению $R_в$ и уменьшению $C_в$ и $L_в$, что достигается выбором схемы и конструкции входной цепи вольтметра.

Величина $R_в$ на низких частотах обычно оказывается порядка десятков мегом, уменьшаясь до нескольких мегом на частоте 1 *Мгц* и до сотен килоом и менее на частотах выше 10 *Мгц*. Особенно резко возрастают потери во входной цепи при измерениях в диапазоне сверхвысоких частот. Емкость $C_в$ и индуктивность $L_в$ образуют последовательный колебательный контур и при измерении напряжений, частота которых близка к резонансной частоте этого контура, вольтметр дает завышение показания. Влиянием соединительных проводов можно пренебречь, если их длина не превышает 1% от длины волны измеряемого напряжения. Уменьшение длины соединительных проводников в высокочастотных вольтметрах достигается выполнением входной части вместе с входной лампой в виде отдельного малогабаритного экранированного выносного узла — п р о б н и к а.

В зависимости от схемы и режима работы вольтметры подразделяются на амплитудные, квадратичные и линейные, которые дают показания, пропорциональные соответственно амплитудному U_m, действующему U и среднему U_0 значению измеряемого напряжения, независимо от формы последнего. В большинстве случаев все эти вольтметры градуируются (обычно на частоте 50 *гц*) в действующих значениях синусоидального напряжения. При измерении несинусоидальных напряжений следует показания вольтметров первой группы пе-

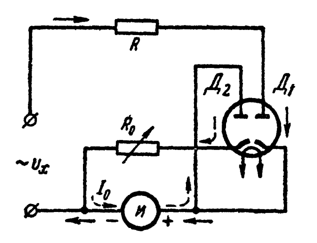


Рис. 16-13. Схема линейного диодного вольтметра.

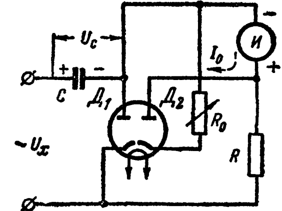


Рис. 16-14. Схема диодного амплитудного вольтметра с закрытым входом.

реводить в амплитудное значение U_m умножением отсчета по шкале измерителя на 1,41, а показания вольтметров третьей группы — в среднее выпрямленное значение U_0 умножением отсчета на 0,45 при однополупериодной и на 0,9 при двухполупериодной схеме выпрямления.

Простейший вольтметр переменного тока собирается по схеме линейного диодного вольтметра с открытым входом (рис. 16-13). Положительные полуволны напряжения u_x создают в цепи диода $Д_1$ импульсы тока. Если $R \gg R_i$ (где R_i — внутреннее сопротивление диода), то показания измерителя будут пропорциональны среднему значению U_0 одной полуволны u_x за период. При замкнутых входных зажимах в цепи измерителя протекает небольшой начальный ток диода $Д_1$. Для его компенсации используется начальный ток I_0 диода $Д_2$, регулируемый реостатом установки нуля R_0. Сопротивление R определяется предельным действующим значением измеряемого напряжения $U_п$ и током $I_и$ полного отклонения измерителя

$$R \approx \frac{0,45U_п}{I_и}.$$

Недостатками этого вольтметра являются непостоянство входного сопротивления, которое при отрицательной и положительной полуволнах u_x соответственно равно ∞ и R, заметная нелинейность шкалы при низковольтных пределах измерений и неправильные показания при измерениях в цепи пульсирующего напряжения.

Наибольшее применение получили диодные вольтметры с закрытым входом (рис. 16-14). Наличие в них конденсатора C устраняет воздействие на вольтметр постоянных напряжений. В течение части положительного полупериода u_x конденсатор быстро заряжается через диод $Д_1$ до амплитудного значения U_m, а в остальную часть периода, когда $u_x < u_C$, медленно разряжается через исследуемую цепь, сопротивление R и измеритель $И$. При $R \gg R_i$ показания измерителя пропорциональны амплитуде U_m положительной полуволны u_x при линейном характере шкалы. Входное сопротивление в течение большей части периода постоянно и примерно

равно $R/3$. Пределы измерения напряжений составляют от десятых долей до сотен вольт (в зависимости от величины R).

В рассмотренных схемах вместо электровакуумных диодов можно использовать полупроводниковые; при этом отпадает необходимость в питании цепи накала и компенсации начального тока. Недостатки таких вольтметров заключаются в малом входном сопротивлении (вследствие конечного обратного сопротивления диодов), большой температурной погрешности и нарушении градуировки шкалы при замене диода. Выпрямительная часть диодного вольтметра, выполненная в виде пробника, иногда используется в качестве приставки



Рис. 16-15. Блок-схема милливольтметра переменного тока.

к авометру для измерения последним высокочастотных напряжений.

Для расширения пределов измерения в сторону малых измеряемых напряжений перед диодным вольтметром *ДВ* устанавливают широкополосный усилитель *ШУ* (рис. 16-15). Полоса пропускания усилителя должна соответствовать диапазону рабочих частот прибора и при многокаскадном усилителе диапазон может быть расширен до нескольких мегагерц. При измерении больших напряжений используется включенный перед усилителем реостатный ступенчатый делитель напряжения (аттенюатор *А*). Для повышения входного сопротивления на входе некоторых приборов устанавливают катодный повторитель *КП*. По таким схемам строятся электронные милливольтметры и микровольтметры.

Универсальные и комбинированные вольтметры

За основу этого типа приборов может быть принята схема, приведенная на рис. 16-16. Выпрямленное напряжение, пропорциональное измеряемому напряжению u_x, с нагрузки R диодного выпрямителя *ДВ* (аналогичного приведенному на рис. 16-14) через фильтр *Ф*, устраняющий переменные составляющие этого напряжения, подводится к усилителю постоянного тока *УПТ*. Последний представляет собой многопредельный электронный вольтметр постоянного тока, выполненный на основе одной из схем, аналогичных схеме на рис. 16-11.

В некоторых вольтметрах сопротивлением нагрузки детектора R служит реостатный ступенчатый делитель

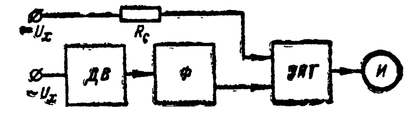


Рис. 16-16. Блок-схема универсального комбинированного вольтметра.

напряжения, с которого на вход однопредельного вольтметра постоянного тока подается полностью или частично выпрямленное напряжение. В этом случае шкала измерителя может быть общей для всех кратных пределов.

Достоинство этой схемы состоит в большом входном сопротивлении (R может быть порядка десятков мегом) и широком диапазоне рабочих частот (до сотен мегагерц, если выпрямительная часть выполнена в виде выносного пробника).

Входящий в состав этой схемы усилитель постоянного тока может быть легко использован для непосредственного измерения постоянных напряжений. Напряжения в отрицательной полярности подводятся к сетке лампы усилителя через согласующее сопротивление R_c, позволяющее использовать одни и те же шкалы для отсчета переменных и постоянных напряжений. Эта же схема может быть применена для построения комбинированных электронных приборов, позволяющих дополнительно к напряжениям измерять активные сопротивления, емкости, индуктивности и другие электрические величины. Иногда комбинированный электронный прибор по аналогичной схеме выполняют в виде приставки к авометру, построенному на основе магнитоэлектрического измерителя.

16-5. ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Измерение сопротивления на постоянном токе производят либо косвенным методом, основанным на использовании вольтметра и амперметра, либо непосредственным отсчетом при помощи омметров и мегомметров, либо сравнением при помощи сбалансированного моста.

Метод вольтметра-амперметра

Сопротивление $R_x = U/I$ вычисляется по данным измерения тока I, протекающего через сопротивление R_x, и напряжения U на этом сопротивлении (рис. 16-17). При установке переключателя *П* в положение *Б* производят измерение больших сопротивлений, значительно превышающих (в десятки раз и более) сопротивление амперметра R_a, а в положении *М* измеряют малые сопротивления, во много раз меньшие входного сопротивления вольтметра $R_в$. Если известно сопротивление R_a или $R_в$, то расчет может быть произведен по более точным формулам:

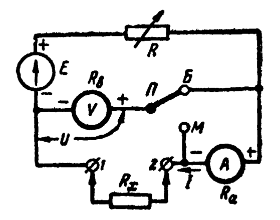


Рис. 16-17. Схема измерения сопротивлений методом вольтметра-амперметра.

$$R_x = \frac{U}{I} - R_a \text{ и } R_x = \frac{U}{I - \dfrac{U}{R_в}},$$

из которых первая соответствует положению *Б*, а вторая положению *М* переключателя *П*.

Данный метод позволяет измерять сопротивление резисторов или других деталей в их рабочем режиме, который устанавливается реостатом R.

Омметры

В омметрах отсчет сопротивлений производится непосредственно по шкале магнитоэлектрического стрелочного измерителя. Для измерения сопротивлений средних и больших значений применяются омметры с последова-

тельной схемой измерения (рис. 16-18). Добавочное сопротивление

$$R_д = \frac{E_0}{I_и} - R_и$$

необходимо для того, чтобы при напряжении источника E_0 и сопротивлении $R_x=0$ установить через измеритель *И* с сопротивлением $R_и$ ток полного отклонения $I_и$. При измерении R_x ток через измеритель уменьшается до значения $I_x<I_и$.

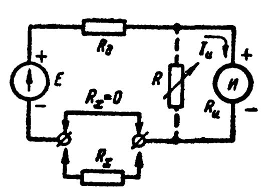


Рис. 16-18. Последовательная схема омметра.

Градуировка шкалы омметра определяется формулой

$$\frac{I_x}{I_и} = \frac{1}{1+\dfrac{R_x}{R_{ом}}},$$

где $R_{ом}=R_д+R_и$ есть входное сопротивление омметра. Середине шкалы соответствует $R_x=R_{ом}$. На рис. 16-19 приведена развернутая шкала омметра, отметки которой даны в относительных единицах $R_x/R_{ом}$. Относительная погрешность измерения наименьшая (равная учетверенному значению класса точности измерителя) при отсчете в средней части шкалы, а к краям шкалы она резко возрастает. Рабочая часть шкалы обычно ограничивается пределами $(0,1 \div 10)\,R_{ом}$.

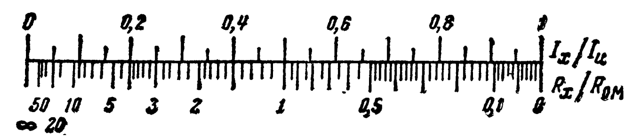


Рис. 16-19. Развернутая шкала омметра с последовательной схемой.

При отличии напряжения питания от расчетного значения E_0 при $R_x=0$ стрелка не устанавливается на нуль шкалы и появляется дополнительная погрешность.

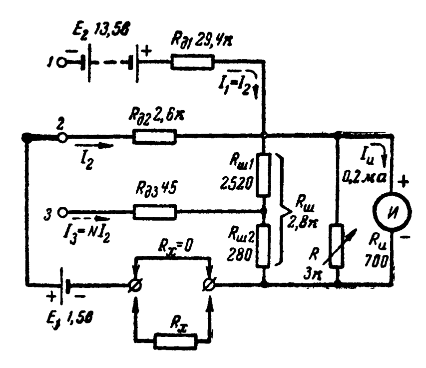


Рис. 16-20. Схема многопредельного омметра с входным сопротивлением 0,3—3—30 *ком.*

Для ее уменьшения схема дополняется реостатом установки нуля $R=(3 \div 10)R_и$, с учетом которого необходимое добавочное сопротивление

$$R_д < \left(\frac{E_{мин}}{I_и} - R_и\right)\frac{R}{R_и+R},$$

где $E_{мин}$ — минимально допустимое напряжение питания.

В многопредельных омметрах переход от одного предела измерений к другому осуществляют изменением в N раз входного сопротивления $R_{ом}$, производимого с таким расчетом, чтобы при $R_x=0$ сохранялось отклонение стрелки измерителя на всю шкалу. Обычно выбирают $N=10$, что позволяет использовать общую шкалу на всех пределах. Принцип построения многопредельных омметров поясняется схемой на рис. 16-20. На исходном пределе *2* при входном сопротивлении порядка тысяч ом для питания прибора достаточно одного гальванического элемента.

При переходе к высокоомному пределу *1* надлежащим выбором добавочного сопротивления $R_{д1}$ получают входное сопротивление $R_{ом1}=NR_{ом2}$; для сохранения установки нуля одновременно увеличивают напряжение питания до значения $E_2+E_1=NE_1$. При переходе от предела *2* к низкоомному пределу *3*, для которого $R_{ом3}=R_{ом2}/N$, ток в цепи питания возрастает до значения $I_3=NI_2$; для сохранения установки нуля параллельно измерителю включают универсальный шунт $R_ш$ и цепь питания подключают к участку шунта $R_{ш2}=R_ш/N$.

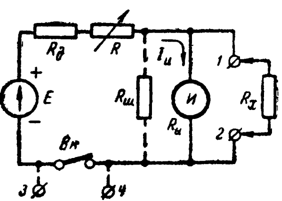


Рис. 16-21. Параллельная (последовательно-параллельная) схема омметра.

Для измерения малых сопротивлений применяются омметры с параллельной схемой измерения (рис. 16-21). При разомкнутых входных зажимах *1* и *2*, т. е. при $R_x=\infty$, через измеритель проходит наибольший ток, который с помощью реостата R устанавливают равным току $I_и$. При подключении сопротивления R_x последнее шунтирует измеритель, уменьшая ток в его цепи. Градуировка шкалы целиком определяется входным сопротивлением

$$R_{ом} = \frac{R_и(R_д+R)}{R_и+R_д+R}.$$

Шкала аналогична представленной на рис. 16-19, но расположена она в обратном направлении. Середине шкалы соответствует $R_x=R_{ом}\approx R_и$. Если требуемое сопротивление $R_{ом}<R_и$, то параллельно измерителю включают шунт $R_ш \approx \dfrac{R_и R_{ом}}{R_и - R_{ом}}$. Цепь питания включается лишь на время измерений. Минимально возможная величина $R_{ом}$ определяется максимально допустимым током источника питания и может быть порядка миллиом.

Омметры, диапазон измерений которых охватывает и малые и большие сопротивления, строятся по последовательно-параллельной схеме, в качестве которой может быть применена схема на рис. 16-21. При этом большие сопротивления подключаются к зажимам *3* и *4* и измеряются при разомкнутом включателе *Вк*. Отсчет больших и малых сопротивлений производится по двум различным шкалам измерителя.

Для измерения очень больших сопротивлений применяются мегомметры и тераомметры, питаемые от высоковольтных источников напряжения или электронной системы.

Мосты постоянного тока

Мосты применяются для точных измерений сопротивлений от 0,1 *ом* до 1 *Мом*. Мост состоит из четырех

резисторов, образующих замкнутый четырехугольник (рис. 16-22). В одну диагональ моста включается источник постоянного напряжения E, а в другую — магнитоэлектрический гальванометр G с нулем посредине шкалы. Мост считается уравновешенным, если в цепи гальванометра отсутствует ток, а это получается при равенстве произведений сопротивлений противолежащих плеч, т. е. при $R_4R_2=R_3R_1$. Если одно из этих сопротивлений, например R_4, неизвестно, то его величину можно найти по формуле

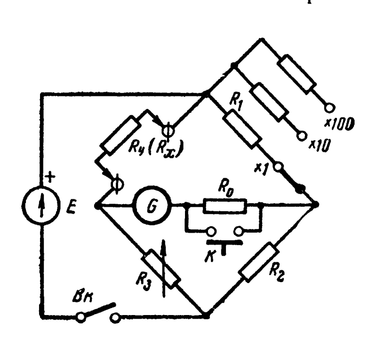


Рис. 16-22. Схема декадного моста постоянного тока.

$$R_4=R_x=R_3\frac{R_1}{R_2}.$$

Уравновешивать мост можно двумя способами: 1) изменением сопротивления R_3 при постоянном отношении плеч R_1/R_2 (рис. 16-22) и 2) плавным изменением отношения плеч R_1/R_2 с помощью реохорда (натянутого отрезка высокоомной проволоки со скользящим по ней движком) или потенциометра (рис. 16-23); в последнем

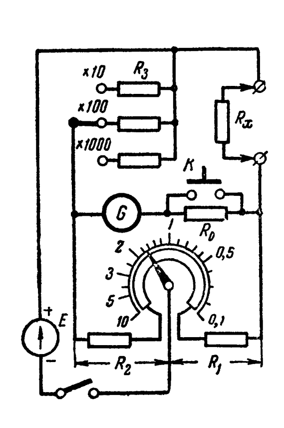


Рис. 16-23. Схема моста постоянного тока с реохордом.

случае для уменьшения неравномерности шкалы последовательно с реохордом включают постоянные резисторы. Расширение диапазона измерений осуществляется изменением в десятикратном отношении сопротивлений резистора одного из плеч моста.

Последовательно с гальванометром G часто включают ограничительный резистор R_0, который при подходе к положению равновесия замыкают накоротко кнопкой K.

16-6. АМПЕРВОЛЬТОММЕТРЫ

Ампервольтомметры (авометры, тестеры) представляют собой компактные переносные комбинированные приборы, предназначенные для измерений в широких пределах постоянных и переменных токов и напряжений, а также электрического сопротивления. Их применение позволяет сократить количество приборов, необходимых при изготовлении, ремонте и эксплуатации радиоэлектронного оборудования.

Схемы авометров представляют собой сочетания в различных комбинациях схем многопредельных миллиамперметров, вольтметров и омметров. Отсчет всех измеряемых величин производится по шкалам общего стрелочного магнитоэлектрического измерителя на 50—200 *мка*. Наибольшие предельные значения измеряемых токов 0,5—6 *а*, напряжений 500—1 500 *в*, сопротивлений 1—10 *Мом*. Выбор нужного вида работы и предела измерений у этих приборов осуществляется посредством переключателей, системы штепселей и гнезд или комбинированным способом.

На рис. 16-24 приведена одна из распространенных схем авометров. Для выбора пределов измерений здесь используется система гнезд, которая может быть заменена односекционным многоконтактным переключателем. Вид измерений определяется двухсекционным переключателем *П*, имеющим три положения.

Положение *2* используется при измерении постоянных токов и напряжений. Схема многопредельного миллиамперметра выполнена с универсальным шунтом, который остается включенным и при всех других видах измерений. Для того чтобы шунт не снижал заметно чувствительности прибора, его полное сопротивление $R_ш$ должно в несколько раз превышать сопротивление

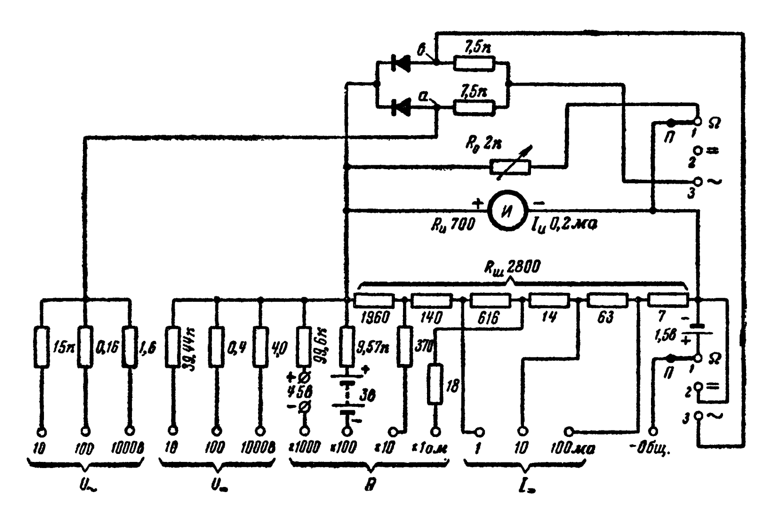


Рис. 16-24. Схема ампервольтомметра.

измерителя $R_и$. С учетом влияния шунта за данные измерителя при расчете схем вольтметров и омметра принимаются величины

$$I_и'=\frac{I_иR_и}{R_ш} \quad и \quad R_и'=\frac{R_иR_ш}{R_и+R_ш}.$$

При установке переключателя в положение *3* измеритель подключается к выпрямительной части вольтметра переменного тока. Для измерения переменных токов между точками *а* и *б* включают второй универсальный шунт с отводами.

В положении *1* переключателя *П* образуется схема многопредельного омметра; при этом для получения низкоомных пределов измерений используется универ-

сальный шунт $R_{ш}$, от которого берутся дополнительные отводы.

В некоторых авометрах предусматривается измерение емкостей при питании схемы от сети переменного тока. Шкала вольтметра переменного тока иногда дополняется градуировкой в относительных единицах (децибелах) для отсчета уровней передачи сигналов. Для расширения пределов измерений и увеличения входного сопротивления вольтметра в схему авометра можно включить транзисторный усилитель постоянного тока, повышающий чувствительность измерителя.

16-7. ИЗМЕРЕНИЕ ИНДУКТИВНОСТИ И ЕМКОСТИ

Метод вольтметра амперметра

Этот метод применяется для измерения больших индуктивностей и емкостей при низкой частоте питания $F=50 \div 1\,000$ *гц*. Режим измерений устанавливается реостатом R_1 (рис. 16-25). По показаниям приборов переменного тока $V_{\sim}$ (в вольтах) и $A_{\sim}$ (в амперах) рассчитывается полное сопротивление исследуемого элемента

$$Z=\sqrt{R^2+X^2}=\frac{U}{I},$$

где R и X — соответственно его активная и реактивная составляющие (в омах).

Верхний (по схеме) вывод вольтметра присоединяют к точке *1* при $Z \ll Z_в$ или к точке *2* при $Z \gg Z_а$, где $Z_в$ и $Z_а$ — соответственно полное входное сопротивление вольтметра и амперметра. Если потери малы, т. е. $R \ll X$, то индуктивность (в генри)

$$L_x=\frac{U}{2\pi FI},$$

а емкость (в фарадах)

$$C_x=\frac{I}{2\pi FU}.$$

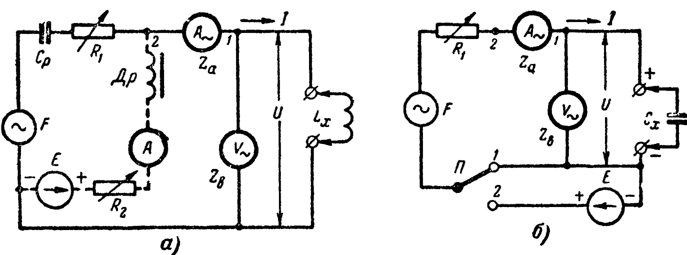


Рис 16-25 Схемы измерения индуктивности (*а*) и емкости (*б*) методом вольтметра-амперметра.

Для измерения индуктивности катушек со стальными сердечниками в условиях, близких к их рабочему режиму, схема на рис. 16-25, *а* дополняется цепью постоянного тока, обозначенной пунктиром. Необходимый ток подмагничивания устанавливается реостатом R_2 и измеряется амперметром постоянного тока *A*. Разделительный конденсатор $C_р$ и заградительный дроссель *Др* ослабляют взаимное влияние между цепями источников постоянного и переменного тока.

Для измерения емкости электролитических конденсаторов схема на рис. 16-25, *б* дополняется источником постоянного напряжения (в положении *2* переключателя *П*), напряжение *E* которого должно превышать амплитуду переменного напряжения. Тогда в цепи будет действовать пульсирующее напряжение, безопасное для конденсатора при условии правильной полярности его подключения.

Конденсаторный метод

Такой метод, основанный на измерении среднего значения тока разряда (заряда) конденсатора C_x, применяется для измерения емкостей до 1 *мкф* при относительной погрешности 0,1—1%. Питание измерительной части схемы (рис. 16-26) производится напряжением прямоугольной формы, поступающим от мультивибратора или формируемым посредством ограничения синусоидальных колебаний. При частоте следования входных импульсов *F* и амплитуде импульса $U_и=U_m-U_н$ среднее значение тока через измеритель *И*, создаваемого периодическими разрядами конденсатора C_x,

$$I_x=FU_иC_x,$$

что позволяет снабдить измеритель линейной шкалой емкостей.

Расширение пределов измерения емкости производится изменением в десятикратном отношении частоты *F*. Перед началом измерений на каждом пределе производится калибровка прибора посредством подключения к нему (нажатием кнопки *K*) калиброванной емкости $C_0=C_п$, где $C_п$ — предельное значение измеряемых емкостей C_x; при этом регулировкой частоты *F* добиваются отклонения стрелки измерителя до конца шкалы.

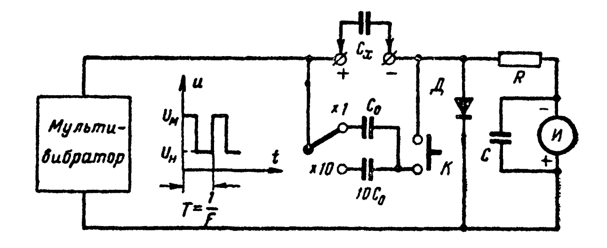


Рис. 16-26. Схема измерения емкости конденсаторным методом.

Мост переменного тока

В общем случае мост состоит из четырех сопротивлений Z_1, Z_2, Z_3 и Z_4 (рис. 16-27), которые могут иметь активный, реактивный и смешанный характер. Одно из сопротивлений, например Z_4, является измеряемым. К одной диагонали моста непосредственно или через трансформатор подводится напряжение питания частоты *F* порядка сотен или тысяч герц, в другую диагональ включен индикатор нуля переменного тока $И_{\sim}$ (головные телефоны, милливольтметр выпрямительной или электронной системы и др.).

Процесс измерения сводится к уравновешиванию моста, которое характеризуется отсутствием разности

В генераторах типа LC частота генерируемых колебаний F определяется индуктивностью L и емкостью C контура возбудителя

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

На низких частотах из-за больших значений L и C плавное перекрытие диапазона затруднено. Поэтому генераторы типа LC используются лишь как источники колебаний одной или нескольких фиксированных частот, например для питания мостов переменного тока или в качестве внутренних модуляторов частоты 1 000 или 400 *гц* высокочастотных генераторов.

В генераторах на биениях колебания низкой частоты создаются в результате детектирования биений, образующихся при взаимодействии двух близких по частоте высокочастотных колебаний. Вследствие сложности возбудителя эти генераторы имеют ограниченное применение.

Наибольшее распространение получили генераторы типа RC, которые характеризуются широким диапазоном частот, высокой стабильностью выходного напряжения, малыми нелинейными искажениями, простотой конструкции. В генераторах с плавным диапазоном частот возбудители выполняются по двухкаскадной схеме (рис. 16-30). Возбудитель содержит два усилительных каскада на резисторах, охваченных положительной обратной связью с выхода второго на вход первого каскада.

В двухкаскадном усилителе выходное напряжение U_2 совпадает по фазе с входным напряжением U_1. Для

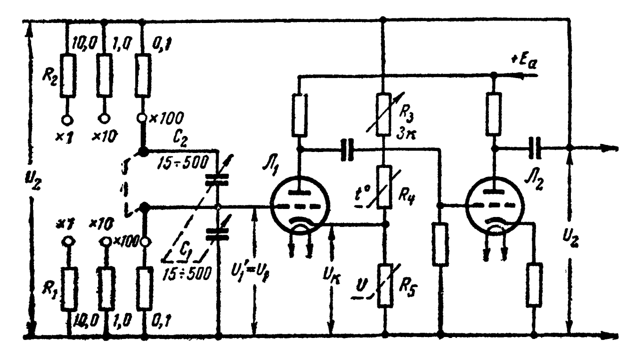


Рис. 16-30. Схема лампового генератора типа RC с резистивно-емкостной настройкой.

возбуждения незатухающих колебаний требуемой частоты F необходимо, чтобы напряжение U_1', подаваемое по цепи положительной обратной связи на вход усилителя, было равно напряжению U_1 и совпадало по фазе с напряжением U_2 только для частоты F. Для этой цели цепь положительной обратной связи составляется из двух ячеек RC: последовательной (R_2C_2) и параллельной (R_1C_1), образующих избирательный по частоте делитель напряжения U_2.

Частота генерируемых колебаний

$$F \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}.$$

Если $R_1=R_2=R$, а $C_1=C_2=C$, то

$$F = \frac{1}{2\pi RC}, \text{ а } U_1 = \frac{U_2}{3}.$$

Улучшение формы колебаний достигается применением отрицательной обратной связи, в цепи которой включены резисторы R_3, R_4 и R_5. Для автоматической стабилизации выходного напряжения при изменении ча-

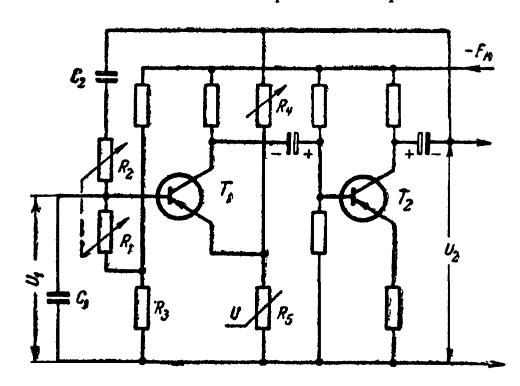


Рис. 16-31. Схема транзисторного генератора типа RC с резистивно-емкостной настройкой.

стоты напряжений питания или нагрузки один из резисторов цепи отрицательной обратной связи должен быть нелинейным. Если это резистор R_5, то в качестве его используют лампочку накаливания мощностью 5—20 *вт*. В качестве же резистора R_4 применяют терморезистор. Резистор с переменным сопротивлением R_3 позволяет регулировать напряжение U_2. Плавное изменение частоты производится при помощи сдвоенного блока конденсаторов переменной емкости C_1 и C_2 (или резисторов с переменным сопротивлением R_1 и R_2), роторы которых надо изолировать от корпуса прибора. Набор одновременно переключаемых резисторов R_1 и R_2 (или конденсаторов C_1 и C_2) служит для получения нескольких частотных поддиапазонов.

Аналогичная схема может быть выполнена и на транзисторах (рис. 16-31).

В генераторах типа RC с фиксированной настройкой применяются однокаскадные возбудители с фазоинверсной цепочкой RC (рис. 16-32). Они содержат каскад усиления, между входом и выходом которого через цепочку $C_1R_1C_2R_2C_3R_3$ действует положительная обратная связь. Генератор возбуждается на частоте F, при кото-

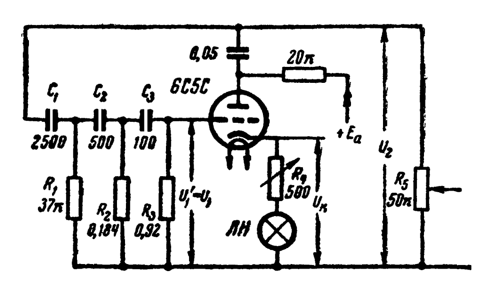


Рис. 16-32. Схема возбудителя типа RC с фазоинверсной цепочкой.

потенциалов между точками *а* и *б*. Условиями равновесия являются равенство произведений полных сопротивлений противолежащих плеч, т. е. $Z_4Z_2=Z_3Z_1$, и равенство сумм фазовых углов этих же плеч моста, т. е. $\varphi_4+\varphi_2=\varphi_3+\varphi_1$. Два плеча обычно составляются из активных сопротивлений, для которых фазовый угол $\varphi=0$. Для уменьшения паразитных связей между элементами моста экранируют источник питания и подводящие провода, а одну из точек моста заземляют.

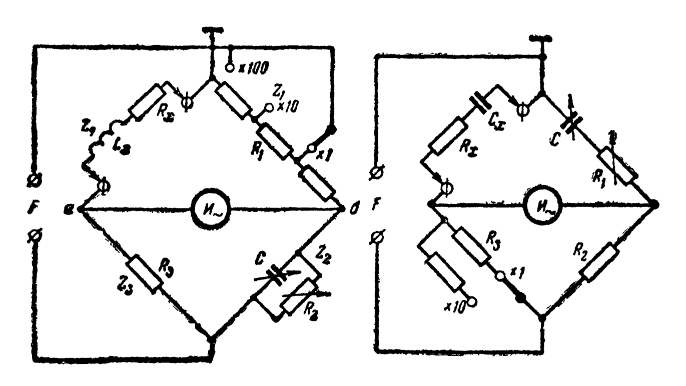


Рис. 16-27. Мостовая схема измерения индуктивности катушек.

Рис. 16-28. Мостовая схема измерения емкости конденсаторов.

Для измерения индуктивности L_x и активных потерь R_x катушки мост уравновешивают изменением емкости конденсатора C и сопротивления резистора R_2, шкалы которых градуированы соответственно в значениях L_x и R_x. При уравновешивании моста

$$L_x=CR_1R_3, \text{ а } R_x=\frac{R_1R_3}{R_2}.$$

Расширение диапазона измерений осуществляется изменением в десятикратном отношении сопротивления R_1.

Для измерения емкости конденсатора наиболее широко применяется схема моста, приведенная на рис. 16-28, при уравновешивании которой

$$C_x=C\frac{R_2}{R_3}, \text{ а } R_x=R_1\frac{R_3}{R_2}.$$

Образцовый конденсатор переменной емкости C снабжается шкалой для отсчета C_x. Для расширения диапазона измерений изменяют в десятикратном отношении сопротивление R_3. Компенсация сдвига фаз осуществляется резистором с переменным сопротивлением R_1, шкала которого градуируется в значениях R_x.

Резонансный метод измерения

Резонансный метод применяется для измерения малых емкостей и индуктивностей в условиях, близких к рабочим, что достигается питанием измерительной схемы током высокой частоты.

Резонансный измеритель емкостей (рис. 16-29, *а*) содержит измерительный контур C_xL_0, слабо связанный индуктивно (или через емкость) с контуром LC генератора высокой частоты *ГВЧ*. Изменением емкости конденсатора C генератор настраивают в резонанс с собственной частотой f_0 измерительного контура по максимальным показаниям электронного вольтметра $V_{\sim}$. При этом

$$C_x=\frac{1}{(2\pi f_0)^2L_0}.$$

Шкала конденсатора C обычно градуируется в значениях C_x. Пределы измерения емкостей определяются значением индуктивности L_0 и диапазоном частот генератора. Погрешность измерений достигает 5—10% из-за влияния паразитных связей и трудности точной фиксации состояния резонанса.

Точность измерений значительно повышается при сочетании резонансного метода с методом замещения (сравнения). При этом к измерительному контуру подключают образцовый конденсатор переменной емкости и при его полностью введенной емкости добиваются резонансной настройки генератора. Затем конденсатор C_x присоединяют параллельно образцовому и изменением емкости последнего восстанавливают резонанс. Разность отсчетов по шкале образцового конденсатора равна C_x.

В резонансном измерителе индуктивности измерительный контур составляется из конденсатора C_0 и катушки L_x (рис. 16-29, *б*). При настройке контура в резонанс с частотой генератора f_0:

$$L_x=\frac{1}{(2\pi f_0)^2C_0}.$$

Если конденсатор C_0 постоянной емкости, то резонанс достигается изменением настройки генератора, шкалу контурного конденсатора которого можно отградуировать в значениях L_x. При использовании генератора с фиксированными частотами f_0 настройка в резонанс осуществляется конденсатором C_0 переменной емкости со шкалой, проградуированной в значениях L_x.

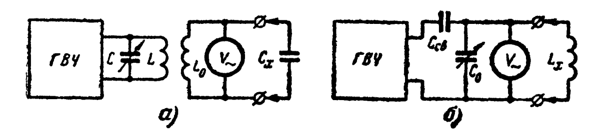


Рис. 16-29. Упрощенные схемы резонансных измерителей емкости (*а*) и индуктивности (*б*).

16-8. НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Низкочастотные измерительные генераторы служат источниками синусоидальных колебаний низких частот, калиброванных по частоте и выходному напряжению. Они имеют плавный диапазон генерируемых частот, который обычно лежит в пределах от 20 *гц* до 20—60 *кгц*. Максимальное выходное напряжение — от 1 до 150 *в*, максимальная выходная мощность — от 1 *мвт* до 5 *вт*.

Такие генераторы применяются при испытаниях низкочастотных усилителей, градуировке частотомеров и вольтметров переменного тока, а также для модуляции высокочастотных генераторов и питания различных измерительных схем. В зависимости от применяемого способа возбуждения электрических колебаний различают генераторы типа *LC*, на биениях и типа *RC*.

рой фазовый сдвиг, создаваемый цепочкой RC, равен 180°. Так как одна ячейка RC сдвигает фазу подведенного к ней напряжения на угол, меньший 90°, то цепочка RC должна содержать не менее трех ячеек. Для регулировки и стабилизации выходного напряжения в схему вводят отрицательную обратную связь, осуществляемую посредством резистора R_4 и лампочки накаливания *ЛН*. Если $R_1=R_2=R_3, ...=R$ и $C_1=C_2=C_3, ...=C$, то при $n=3$:

$$F=\frac{1}{2\pi\sqrt{3}RC}$$

а при $n=4$:

$$F=\frac{1}{2\pi RC},$$

где n — число ячеек цепочки RC.

Каждый генератор характеризуется определенной величиной выходного сопротивления $R_{вых}$ и при согласованном сопротивлении нагрузки $R_н=R_{вых}$ отдает наибольшую неискаженную мощность $P_н$ при напряжении на выходе $U_н=\sqrt{P_н R_{вых}}$. Для получения колебаний требуемой мощности $P_н$ или напряжения $U_н$, помимо возбудителя, в состав измерительного генератора включают усилитель мощности, которому могут предшествовать один или несколько каскадов усиления напряжения.

При работе усилителя мощности по трансформаторной схеме вторичную обмотку его выходного трансформатора *Тр* можно выполнить секционированной с расчетом получения нескольких выходов с различными значениями $R_{вых}$ и $U_н$ (рис. 16-33). Плавная регулировка выходного напряжения $U_{вых}$, подводимого к нагрузке, может осуществляться различными способами, например изменением потенциометром R_5 напряжения,

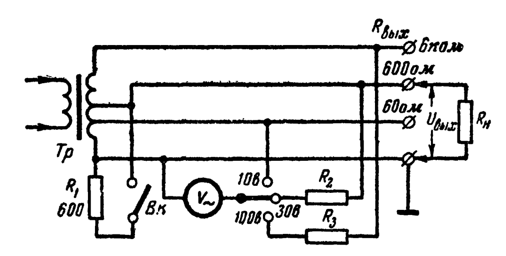


Рис. 16-33. Схема трансформаторного выхода низкочастотного генератора.

подаваемого от возбудителя к усилителю (рис. 16-32). Для измерения $U_{вых}$ используется вольтметр $V_{\sim}$ выпрямительной системы. Если сопротивление нагрузки $R_н$ значительно отличается от сопротивления $R_{вых}$, то уменьшается выходная мощность и возрастают искажения. Поэтому при высокоомной нагрузке, сопротивление которой значительно превышает $R_{вых}$, к одной из пар выходных зажимов выключателем *Вк* подключают балластное сопротивление $R_1=R_{вых}$. Недостаток рассмотренной схемы выхода заключается в трудности получения и отсчета очень малых значений $U_{вых}$.

Если диапазон генератора охватывает и область сверхзвуковых частот ($F>20$ *кгц*), то усилитель мощности обычно выполняется с омическим выходом и при необходимости работы на низкоомную нагрузку его собирают по схеме катодного повторителя. Для получения и отсчета весьма малых напряжений на выходе генератора включают делитель напряжения (рис. 16-34), общее сопротивление которого $R=R_1+R_2+R_3+R_4$ берется равным расчетному сопротивлению нагрузки усилителя мощности.

Если взять $R_1=0{,}001R$, $R_1+R_2=0{,}01R$, $R_1+R_2+R_3=0{,}1R$, то при помощи переключателя *П* можно подавать на выходные зажимы определенную долю (1/1, 1/10, 1/100, 1/1 000) низкочастотного напряжения, подводимого к делителю и измеряемого однопредельным вольтметром $V_{\sim}$. Шкала вольтметра градуируется в значениях напряжения, снимаемого с сопротивления R_1, а множитель к отсчету по этой шкале определяется

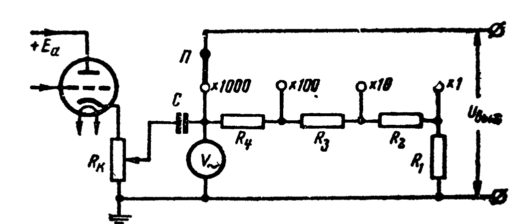


Рис. 16-34. Схема омического выхода низкочастотного генератора.

установкой переключателя *П*. Отсчет выходного напряжения по вольтметру будет правилен лишь в том случае, если $R_н \gg R_{вых}$. Значение же $R_{вых}$ зависит от положения переключателя *П* и примерно равно сопротивлению делителя, включенного между выходными зажимами.

16-9. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Различают генераторы стандартных сигналов и генераторы сигналов. Генераторы стандартных сигналов (ГСС) являются маломощными источниками незатухающих и модулированных колебаний, калиброванных по частоте, параметрам модулирующего сигнала и выходному напряжению.

Структурная схема одного из возможных вариантов ГСС приведена на рис. 16-35. Возбудитель *В*, выполняемый по одной из схем типа *LC*, предназначен для создания стабильных синусоидальных колебаний в плавном диапазоне частот (погрешность градуировки и отсчета частоты порядка 1%). Резонансный усилитель высокой частоты *УВЧ* служит буфером и повышает стабильность работы возбудителя. Генератор звуковой частоты *ГЗЧ* (модулятор), работающий на частоте 1 000 или 400 *гц*, используется для амплитудной (АМ) или частотной (ЧМ) модуляции выходного сигнала, глубина (девиация частоты) которой (в минимальных пределах $m=0$—80% при АМ и $\Delta F=0$—75 *кгц* при ЧМ) плавно регулируется потенциометром R_1 и измеряется модулометром *М*. Для модуляции колебаний в широком диапазоне звуковых частот используют внешний низкочастотный генератор, напряжение которого подают на зажимы *1* и *2* (при верхнем по схеме положении переключателя $П_1$).

Выходные цепи предназначены для получения и подведения к нагрузке калиброванного высокочастотного напряжения, изменяющегося в широких пределах, например от 1 *мкв* до 1 *в*. Напряжение высокой частоты порядка 1 *в* подводится к потенциометру R_2, служащему для плавной регулировки выходного напряжения, а

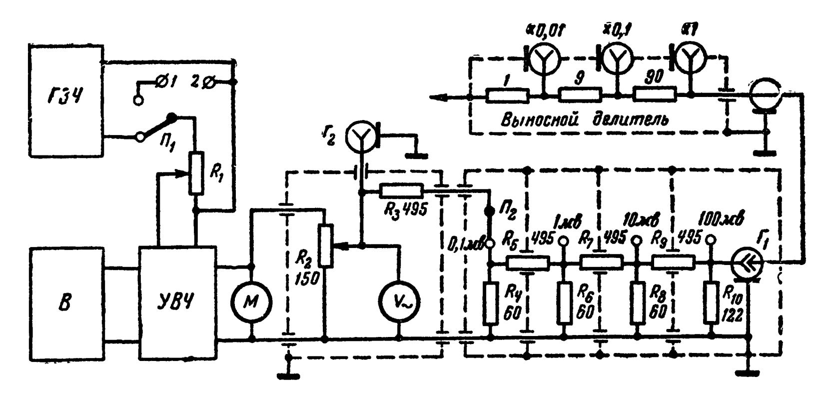


Рис. 16-35. Структурная схема генератора стандартных сигналов.

с него к гнезду $Г_2$, используемому для снятия больших напряжений в пределах 0,1—1 *в*. Кроме того, десятая доля этого напряжения через гасящее сопротивление R_3 поступает на ступенчатый аттенюатор, каждая ячейка которого уменьшает напряжение в 10 раз. Аттенюатор рассчитывают так, чтобы его выходное сопротивление (на гнезде $Г_1$) при всех положениях переключателя $П_2$ оставалось примерно постоянным.

Для подводки напряжения к нагрузке используется коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 или 75 *ом* (это напряжение будет передаваться по кабелю без потерь при согласованном выходе). В качестве постоянной нагрузки иногда используют реостатный делитель напряжения, включенный в конце кабеля, что позволяет дополнительно уменьшить выходное напряжение (а заодно и выходное сопротивление) еще в 10 или 100 раз. Выходное напряжение (с погрешностью до 10—30%) определяется как произведение показаний, отсчитываемых по шкалам электронного вольтметра $V\sim$, переключателя $П_2$ и выносного делителя напряжения.

Сопротивления аттенюатора и делителя должны быть безындукционными и безъемкостными. Высокочастотные элементы генератора, особенно аттенюатор, и весь генератор в целом тщательно экранируют.

Более простыми по схеме и конструкции являются **генераторы сигналов** (ГС), имеющие по сравнению с ГСС пониженную точность калибровки и более узкие пределы регулировки выходного сигнала. Простейший ГС содержит возбудитель и звуковой генератор и работает при фиксированных значениях частоты и коэффициента модуляции ($F=1000$ *гц*, $m=30\%$ или $\Delta F=\pm 15$ *кгц*).

Генераторы с амплитудной модуляцией обычно работают в широком диапазоне частот от 50—100 *кгц* до нескольких десятков или сотен мегагерц при выходном сопротивлении порядка единиц или десятков ом и применяются при испытании и налаживании приемников и для питания высокочастотных измерительных схем. В ультракоротковолновых генераторах, предназначенных для испытаний амплитудно-модулированных и частотно-модулированных трактов телевизионных и других ультракоротковолновых приемников, в большинстве случаев предусматривается возможность работы как с амплитудной, так и с частотной модуляцией при выходном сопротивлении 75 или 50 *ом*.

Наряду с ГСС и ГС для регулировки приемников используют генераторы упрощенных типов, например гетеродинные индикаторы резонанса и генераторы спектра частот. Последние создают колебания сильно искаженной формы с основной частотой порядка сотен или тысяч герц, богатые гармониками. При помощи генератора спектра частот можно проверить и отрегулировать усилитель низкой частоты (по сигналу основной частоты), убедиться в работоспособности усилителя промежуточной частоты (при использовании гармоник, близких к промежуточной частоте), проверить действие входной и преобразовательной части приемника (путем их последовательной настройки на различные высокочастотные гармоники генератора). Во всех случаях прослушивание сигнала генератора на выходе приемника является показателем работоспособности приемника или его испытываемой части. В качестве генераторов спектра частот используются генераторы зуммерные, релаксационные, на неоновых лампах или разрядниках, а также мультивибраторы (рис. 16-36).

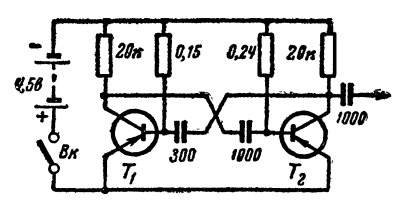


Рис. 16-36. Схема мультивибратора (генератора спектра частот).

Испытание и настройка приемника при помощи измерительных генераторов производится по схеме, показанной на рис. 16-37. При налаживании отдельных высокочастотных узлов напряжение требуемой частоты

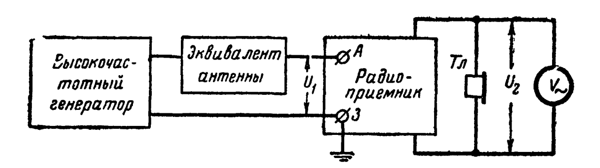


Рис. 16-37. Схема включения приборов при снятии характеристики радиоприемника.

через конденсатор подается на управляющую сетку входной лампы этого узла, а напряжение на его выходе измеряют электронным вольтметром.

16-10. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ

Работа многих радиоэлектронных устройств зависит от частоты питающей сети. Для ее измерения в цепях питания включают частотомеры электромагнитной, электродинамической или ферродинамической системы с непосредственным отсчетом по шкале логометрического измерителя. Эти приборы имеют узкие пределы измерения, обычно в пределах ±10% от номинального значе-

ния измеряемой частоты (например, 50±5 *гц*). Для измерения частот в широком диапазоне применяются частотомеры, основанные на мостовом, конденсаторном и резонансном методах или методе сравнения.

Мостовой метод измерения

Этот метод применяется для измерения низких частот в пределах 20 *гц* — 20 *кгц* при погрешности измерений 0,1—1%. Основан он на использовании частотозависимых мостов переменного тока, питаемых напряжением измеряемой частоты F_x. При выборе элементов схемы моста (рис. 16-38) из условия $C_1=C_2=C$, $R_1=$

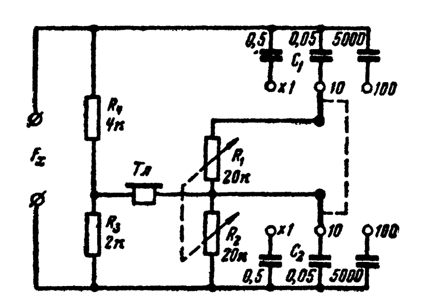


Рис. 16-38. Схема мостового частотомера с диапазоном измерений 20 *гц* — 20 *кгц*.

$=R_2=R$ и $R_4=2R_3$ мост оказывается уравновешенным для частоты

$$F_x=\frac{1}{2\pi RC}.$$

Уравновешивание производится с помощью сдвоенного переменного резистора R_1R_2, снабженного шкалой для отсчета частоты. Расширение диапазона измерений осуществляется одновременным переключением конденсаторов C_1 и C_2 с десятикратным изменением их емкости. При измерении частот от 200 до 5 000 *гц* в качестве индикатора нуля можно использовать головной телефон *Тл*, а за пределами этого участка — электронный милливольтметр

При эксплуатации моста следует учитывать, что для гармоник частоты F_x он остается неуравновешенным.

Конденсаторные частотомеры

Конденсаторные частотомеры относятся к приборам с непосредственным отсчетом частоты по шкале стрелочного измерителя. Они применяются для измерения частот от 10 *гц* до 500 *кгц* с приведенной погрешностью до 2%. Их действие основано на измерении среднего значения тока заряда или разряда конденсатора, периодически перезаряжаемого с измеряемой частотой f_x.

Упрощенная схема прибора приведена на рис. 16-39. Напряжение $U_{вх}$ частоты f_x после усиления воздействует на управляющую сетку лампы $Л_1$. При отрицательной полуволне этого напряжения лампа заперта и один из калиброванных конденсаторов C_3 заряжается через измеритель *И* (микроамперметр) до напряжения U_1. В положительный полупериод лампа $Л_1$ отпирается и конденсатор C_3 разряжается через лампу и диод $Д_1$ до напряжения U_2. Напряжения U_1 и U_2 на конденсаторе фиксируются соответственно диодами $Д_3$ и $Д_4$.

Так как перезаряд конденсатора C_3 между напряжениями U_1 и U_2 происходит с частотой f_x, то среднее значение тока через измеритель

$$I=C_3(U_1-U_2)f_x=C_3U_{ст}f_x,$$

где $U_{ст}$ — стабилизированное падение напряжения на стабилитроне $Л_2$.

Шкала частот измерителя получается линейной. Переключением конденсаторов C_3 различной емкости получают несколько поддиапазонов частот. Малая зависимость показаний прибора от напряжения $U_{вх}$ достигается предварительным усилением последнего; о доста-

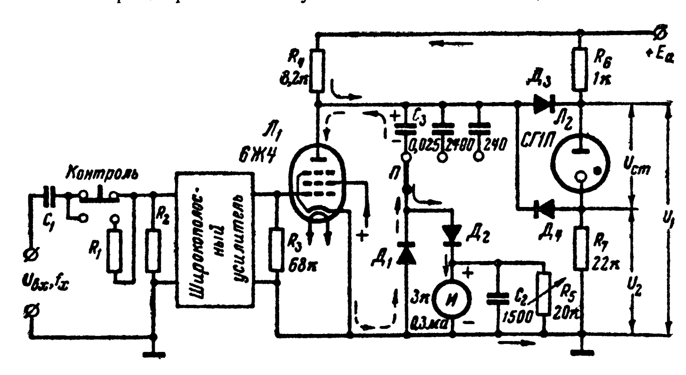


Рис. 16-39. Упрощенная схема конденсаторного частотомера.

точности величины $U_{вх}$ судят по неизменности показаний измерителя при нажатии кнопки «*Контроль*», когда напряжение на входе усилителя уменьшается на 30—50%. Коррекция градуировки частотомера производится реостатом R_5 при подаче на вход напряжения образцовой частоты от внутреннего или внешнего генератора.

Резонансные частотомеры

Эти устройства представляют собой колебательные системы, настраиваемые в резонанс на измеряемую частоту f_x возбуждающих их колебаний. Состояние резонанса определяется по наибольшим показаниям индикатора, пропорциональным току, напряжению или напряженности электрического (магнитного) поля в колебательной системе. Частота f_x отсчитывается по шкале элемента настройки (например, конденсатора переменной емкости) непосредственно (в частотомерах малой точности) или с использованием градуировочных таблиц и графиков.

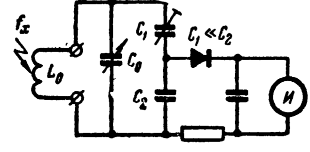


Рис. 16-40. Схема резонансного частотомера.

Частотомеры, измеряющие частоты до 200 *Мгц*, содержат колебательный контур, состоящий из образцовой катушки индуктивности L_0 (сменной или переключаемой) и образцового конденсатора C_0 (рис. 16-40). Для повышения точности отсчета уменьшают перекрытие поддиапазонов (например, включением параллельно конденсатору C_0 конденсаторов C_1 и C_2), а управление

конденсатором переменной емкости производят через верньерное устройство с большим замедлением. Связь с источником частоты f_x устанавливают слабой за счет индуктивных наводок в контурной катушке или катушке связи, к одному из концов которой иногда присоединяют небольшую штыревую антенну.

В качестве индикаторов резонанса используют термоэлектрические миллиамперметры, включаемые последовательно в контур, или диодные вольтметры; последние слабо связывают с контуром через емкостный делитель с большим коэффициентом деления, автотрансформаторным путем или индуктивно посредством катушки связи. В простейших частотомерах индикаторами служат лампочка накаливания или неоновые лампочки, включаемые соответственно последовательно в контур или параллельно ему.

На частотах выше 150—200 *Мгц* в качестве колебательных систем частотомеров применяют короткозамкнутые отрезки двухпроводных или коаксиальных линий, настраиваемые в резонанс изменением их длины.

На метровых и дециметровых волнах иногда производят непосредственное измерение длины волны λ исследуемых колебаний при помощи измерительной линии.

Метод сравнения

Измеряемая частота f_x может быть определена путем ее сравнения с образцовой f_0. В области низких частот такое сравнение обычно производят при помощи осциллографа, а на высоких частотах используют способ нулевых биений. В последнем случае на вход детектора подаются одновременно колебания двух высоких частот f_0 и f_x (рис. 16-41). В результате детектирования суммарного колебания в цепи детектора возникает пульсирующий ток, содержащий составляющие основных частот f_0 и f_x, а также составляющие высших гармоник и разностной частоты $|f_0-f_x|$. Если частоты f_0 и f_x близки друг к другу, то разностная частота биений $F=|f_0-f_x|$ может оказаться в пределах звуковых частот и тон этой частоты будет услышан в телефонах *Тл*.

Измерение сводится к определению частоты $f_0=f_x$, при которой наступают нулевые биения ($F=0$), обнаруживаемые по пропаданию звука в телефонах. Точность измерений определяется в основном точностью градуировки и отсчета частоты f_0. Способ нулевых биений лежит в основе действия кварцевых калибраторов и гетеродинных частотомеров, погрешность измерения которых может быть снижена до сотых долей процента.

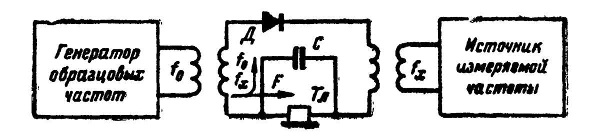


Рис. 16-41. Принцип измерения высоких частот способом нулевых биений.

Кварцевые калибраторы предназначены для проверки градуировки радиоаппаратуры в ряде так называемых опорных точек шкалы, соответствующих строго определенным частотам. Основной частью прибора (рис. 16-42) является кварцевый генератор. Возбуждаемые им колебания имеют форму, резко отличную от синусоидальной, и потому содержат, кроме составляющей основной частоты f_0, большое число гармоник с частотами $2f_0$, $3f_0$ и т. д. При проверке градуировки передатчика колебания последнего, наводимые в проводе связи, поступают на вход детекторного каскада (смесителя) одновременно с колебаниями кварцевого генератора. Передатчик последовательно настраивают на частоты ряда гармоник генератора по нулевым биениям в телефонах *Тл*.

Во избежание ошибки в определении номера гармоники, соответствующей нулевым биениям, передатчик должен иметь хотя бы приближенную шкалу частот, предварительно проградуированную с помощью прибора с однозначным отсчетом (резонансного частотомера, измерительного генератора и т. п.). Опорные точки шкалы радиоприемника определяют последовательной настройкой последнего на различные гармоники кварцевого генератора, наводимые во входной цепи.

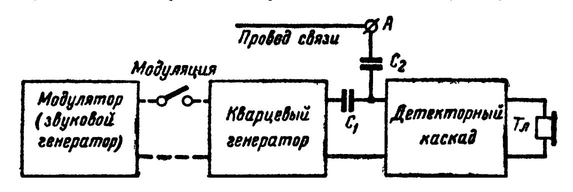


Рис. 16-42. Блок-схема кварцевого калибратора.

При телеграфном режиме работы приемника его точную настройку на гармонику калибратора устанавливают по нулевым биениям с колебаниями второго гетеродина, прослушиваемым в телефонах на выходе приемника. Для проверки градуировки приемников, работающих в телефонном режиме, колебания калибратора должны быть промодулированы звуковой частотой от внутреннего или внешнего источника (в крайнем случае частотой 50 *гц* сети переменного тока); при этом настройку приемника на гармонику калибратора устанавливают по максимальным показаниям вольтметра, подключенного к его выходу.

Гетеродинные частотомеры позволяют проверять градуировку радиоаппаратуры в плавном диапазоне частот. Основным элементом прибора является гетеродин (маломощный генератор с плавно регулируемой частотой). Для измерений используются как основные частоты гетеродина, так и ряд их гармоник; управление настройкой гетеродина осуществляется через верньерный механизм с замедлением до 100—300 раз. Перед началом измерения производится проверка и коррекция градуировки гетеродина способом нулевых биений по основной частоте или гармоникам внутреннего кварцевого генератора.

16-11. ГЕТЕРОДИННЫЕ ИНДИКАТОРЫ РЕЗОНАНСА

Гетеродинный индикатор резонанса (ГИР) используется для различных высокочастотных измерений. Он представляет собой ламповый или транзисторный генератор, работающий по трехточечной схеме самовозбуждения с автотрансформаторной (рис. 16-43, *а*) или емкостной (рис. 16-43, *б*) обратной связью. Первая схема применяется преимущественно в генераторах с диапазонами средних и длинных волн, а вторая — в коротковолновых, ультракоротковолновых и всеволновых генераторах.

Для перекрытия требуемого диапазона частот ГИР снабжается комплектом сменных контурных катушек *L*. Плавная настройка контура осуществляется конденсато-

ром C, одинарным (с максимальной емкостью 200—300 *пф*) для первой и сдвоенным (по 50—100 *пф*) для второй схемы. Шкала конденсатора градуируется в значениях резонансных частот непосредственно или посредством переводных таблиц и графиков.

О наличии колебаний в контуре LC и их величине судят по показаниям индикатора *И*, включаемого в цепь постоянной составляющей сеточного или анодного

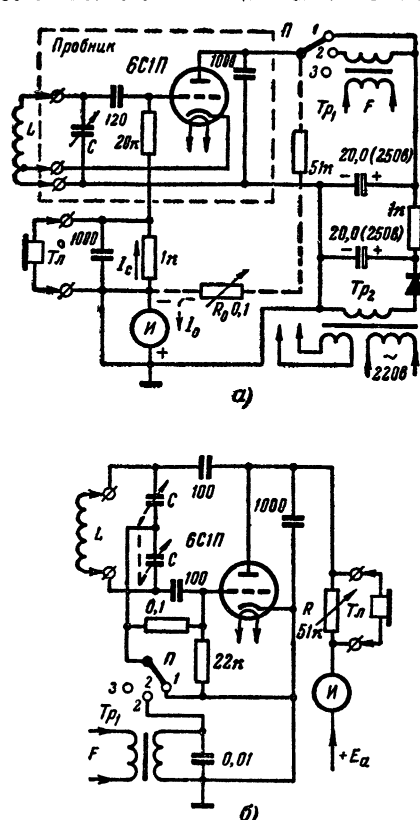


Рис. 16-43. Схемы гетеродинных индикаторов резонанса.

тока; в первом случае используется микроамперметр на 100—500 *мка*, а во втором — миллиамперметр на 3—10 *ма*. Применяются также электронно-световые индикаторы и электронные вольтметры, к которым подводится напряжение от контура. Для повышения точности измерений иногда предусматривают установку на нуль стрелки индикатора перед началом измерений реостатом R_0 (в схеме на рис. 16-43, *а* при этом потребуется изменить полярность включения в цепь индикатора). При необходимости регулировки чувствительности прибора включают резистор с переменным сопротивлением R в цепь катода, анода, параллельно индикатору или изменяют напряжение анодного питания.

Для расширения возможностей использования ГИР иногда производят модуляцию его высокочастотных колебаний от внутреннего или внешнего генератора частотой 400—1 000 *гц* (в простейшем случае модуляцию осуществляют частотой 50 *гц* питающей сети). Напряжение модуляции через трансформатор $Тр_1$ подается в цепь анода или сетки лампы.

При измерениях контур LC и исследуемую цепь связывают индуктивно посредством их сближения до получения необходимого уровня индуктированного сигнала. Для облегчения этой задачи высокочастотную часть ГИР выполняют в виде пробника (рис. 16-43, *а*) или применяют выносную катушку связи, включаемую последовательно с катушкой L или параллельно части витков последней.

Некоторые применения ГИР

При установке переключателя *П* (рис. 16-43) в положение *1* ГИР работает как генератор незатухающих колебаний и может быть применен для определения собственных частот f_0 неэкранированных колебательных контуров, дросселей, фильтров, антенн и т. п. Контур ГИР индуктивно связывают с исследуемой цепью, находящейся в обесточенном состоянии, и изменением его настройки добиваются резонанса с частотой f_0. При резонансной настройке исследуемая цепь отсасывает значительную энергию из контура ГИР, что обнаруживается по резкому уменьшению показаний индикатора *И* при его включении в цепь сетки и их увеличению при включении индикатора в цепь анода. Частота f_0 отсчитывается по шкале конденсатора C. Если исследуемая цепь имеет несколько резонансных частот, то все они могут быть обнаружены при последовательном изменении частоты ГИР.

При измерении емкости C_x и индуктивности L_x ГИР индуктивно связывают с измерительным контуром L_0C_x или L_xC_0, где L_0 и C_0 — образцовые индуктивность и емкость, и указанным выше способом определяют собственную частоту этого контура f_0. Затем вычисляют значения

$$C_x = \frac{253}{f_0^2 L_0} \quad \text{и} \quad L_x = \frac{253}{f_0^2 C_0},$$

где C_x и C_0 — в *пф*; L_x и L_0 — в *мгн*, а f_0 — в *Мгц*.

При включении в гнезда *Тл* телефонов возможно измерение способом нулевых биений частот передатчиков и других высокочастотных генераторов, колебания которых наводятся в контуре ГИР.

При переводе переключателя *П* в положение *2* происходит модуляция колебаний ГИР, что позволяет его использовать в качестве сигнал-генератора для покаскадной проверки приемников и настройки их контуров. Антенный вход приемника замыкают на корпус. Гетеродинный индикатор резонанса, настроенный на требуемую частоту, связывают поочередно (от выхода приемника к его входу) с контурами или сеточными цепями ламп каскадов промежуточной и высокой частоты; при исправности проверяемых узлов приемника на его выходе прослушивается (или измеряется вольтметром) сигнал частоты модуляции, который при резонансной настройке имеет максимальную интенсивность.

В положении переключателя *3* колебания генератора срываются вследствие разрыва цепи анодного питания или обратной связи и ГИР преобразуется в резонансный частотомер. Напряжение на его контуре измеряется индикатором *И*, который оказывается включенным в схему диодного детектора, образованного сеткой и катодом лампы (рис. 16-43, *а*), или в схему электронного вольтметра с сеточным детектированием (рис. 16-43, *б*). При этом ГИР позволяет измерять частоты основных и паразитных колебаний, наводимых в его контуре передатчиком и другими генераторами. Резонансная настройка ГИР производится по показа-

ниям его индикатора, максимальным при схеме на рис. 16-43, *а* и минимальным при схеме на рис. 16-43, *б*.

Гетеродинный индикатор резонанса можно также применить как индикатор напряженности поля, а при включении в его цепь телефонов *Тл* — как монитор для прослушивания продетектированных колебаний передатчиков и определения качества модуляции.

16-12. ЭЛЕКТРОННЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Электронные осциллографы (осциллоскопы) предназначены для визуального наблюдения, исследования и фотографирования электрических процессов. Являясь универсальными приборами, они применяются для измерений самых различных электрических величин: амплитуд напряжений и токов, полных сопротивлений, а также фазовых сдвигов и т. д., а также многих неэлектрических величин, преобразуемых с помощью датчиков в электрические. Малая инерционность осциллографа позволяет использовать его для исследований в широком диапазоне частот (от постоянного тока до сотен мегагерц).

Индикаторы осциллографов

В качестве индикаторов применяются низковольтные электронно-лучевые трубки с электростатической фокусировкой и управлением (рис. 16-44). Исследуемый процесс наблюдается в виде светящейся кривой, возникающей на экране трубки в результате его бомбардировки узким пучком быстро летящих электронов.

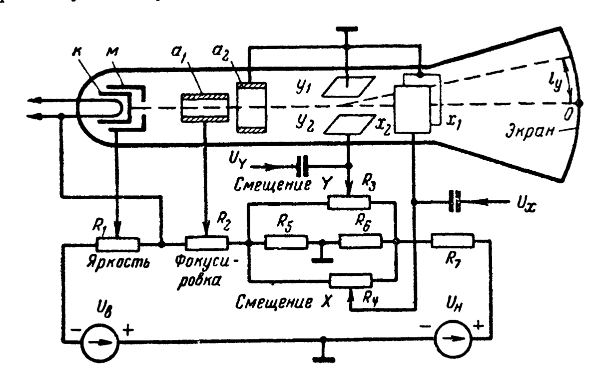


Рис. 16-44. Устройство и схема включения осциллографической электроннолучевой трубки.

Источником электронов служит подогревный катод *К*, находящийся внутри электрода цилиндрической формы, называемого модулятором *М*. Яркость свечения экрана регулируется потенциометром R_1 посредством изменения (примерно в пределах от 0 до —60 *в*) отрицательного смещения на модуляторе (управляющем электроде).

Электроны приобретают требуемую скорость под воздействием двух цилиндрических анодов a_1 и a_2. На первый анод a_1 подается положительное (относительно катода) напряжение порядка 300—1 000, а на второй анод a_2 порядка 800—4 000 *в*. Фокусировка пучка электронов в узкий луч, сходящийся на экране трубки, происходит в электростатическом поле между анодами трубки и достигается подбором при помощи потенциометра R_2 напряжения на аноде a_1.

Экраны трубок покрываются виллемитом или сернистым цинком, дающими зеленое свечение, или вольфрамовыми солями с синим (голубым) свечением. Для управления электронным лучом служат две пары взаимно перпендикулярных пластин: вертикально отклоняющие y_1, y_2 и горизонтально отклоняющие x_1, x_2. При подведении к паре отклоняющих пластин переменного напряжения вследствие инерционности нашего зрения и наличия послесвечения на экране наблюдается светящаяся прямая линия. При одновременном воздействии переменных напряжений на обе пары пластин на экране видна кривая сложной траектории перемещения пятна.

Блок питания осциллографа обычно содержит высоковольтный $U_в$ (для питания трубки) и низковольтный $U_н$ (для питания других элементов схемы) выпрямители. Для устранения между отклоняющими пластинами и вторым анодом поля, могущего нарушить фокусировку луча, второй анод, а вместе с ним и положительный полюс источника высоковольтного напряжения $U_в$ заземляют; при этом катод трубки оказывается под высоким отрицательным потенциалом относительно корпуса. Для установки начального положения пятна на пластины трубки подают постоянные напряжения, регулируемые по величине и полярности потенциометрами R_3 и R_4.

Элементы схем осциллографов

Большинство современных осциллографов широкого применения являются универсальными; они позволяют производить исследования как непрерывных периодических процессов, так и импульсных сигналов. Исследуемый сигнал подается на вход *Y* канала вертикального отклонения (рис. 16-45). При большой амплитуде сигнала он уменьшается в требуемое число раз входным аттенюатором *ВА*. Усилитель *УY* этого канала позволяет исследовать слабые сигналы. Он выполняется широкополосным с полосой пропускания от десятков герц

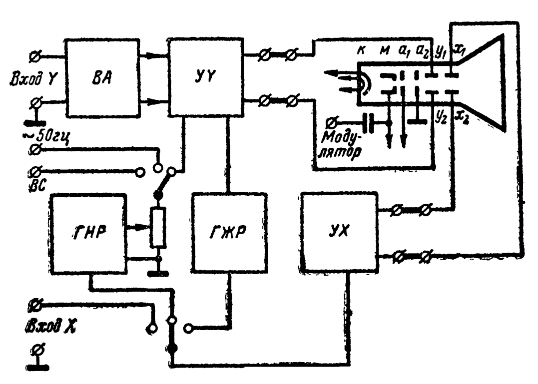


Рис. 16-45. Блок-схема универсального электронного осциллографа.

(а в специальных осциллографах от постоянного тока) до десятков и сотен килогерц и более. В схеме усилителя предусматривают плавную регулировку коэффициента усиления, а с ним и амплитуды отклонения луча по оси *Y*. В некоторых осциллографах внешний сигнал можно также подавать на горизонтально отклоняющие пластины по каналу *X*, аналогичному каналу *Y*. Если амплитуда исследуемых сигналов достаточно велика, а

их частота выходит за границы полосы пропускания усилителей, то эти сигналы можно подавать непосредственно на отклоняющие пластины, отключив от последних выходы усилителей *УY* и *УX*.

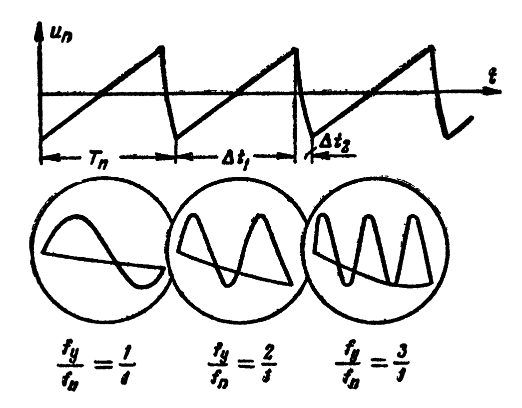


Рис. 16-46. Кривая пилообразного напряжения и изображения синусоидального напряжения на экране трубки при различных отношениях частот f_y и $f_п$.

Для наблюдения на экране формы кривой напряжения, поданного на вход *Y*, включается генератор непрерывной развертки *ГНР*. Вырабатываемое им напряжение пилообразной формы $u_п$ воздействует на пластины x_1x_2. Период этого напряжения $T_п$ (рис. 16-46) состоит из времени прямого хода Δt_1, в течение которого электронный луч равномерно перемещается по экрану трубки в горизонтальном направлении, развертывая во времени изображение исследуемой кривой, и времени обратного хода Δt_2 (линию обратного хода, мешающую наблюдениям, обычно устраняют посредством запирания трубки в течение Δt_2).

Для получения на экране неподвижного изображения *N* периодов напряжения частоты f_y необходимо иметь пилообразное напряжение частотой $f_п=f_y/N$. Поэтому генераторы развертки работают в широком и плавно регулируемом диапазоне частот. Для сохранения кратности частот f_y и $f_п$ при их возможных отклонениях частоту генератора $f_п$ синхронизируют частотой f_y, т. е. заставляют частоту $f_п$ изменяться синхронно с частотой f_y при сохранении постоянства их отношения. Частоту $f_п$ можно синхронизировать также частотой внешнего сигнала, подводимого к зажиму *ВС* (внешняя синхронизация) или частотой 50 *гц* питающей сети.

Для исследования кратковременных импульсов применяют генераторы ждущей развертки *ГЖР*. Каждый импульс исследуемого напряжения запускает генератор, который выдает на пластины x_1x_2 импульс пилообразного напряжения; длительность последнего (а следовательно, и ширину кривой исследуемого импульса) можно изменять ступенями. В качестве генераторов непрерывной и ждущей разверток применяются различные варианты мультивибраторов и фантастронов.

Некоторые осциллографы имеют канал *Z*, позволяющий модулировать яркость свечения экрана внешним сигналом, подводимым к зажиму «Модулятор», который соединен с управляющим электродом (модулятором) трубки.

Блок-схемы осциллографов весьма разнообразны. Сложные осциллографы содержат устройства для непосредственного измерения амплитуды и длительности исследуемых сигналов (калибраторы амплитуды, генераторы меток времени и др.). Осциллографы специальных типов (телевизионные, измерители частотных и переходных характеристик, характериографы и др.) содержат устройства, позволяющие детально исследовать телевизионный сигнал, наблюдать на экране трубки амплитудно-частотные, переходные, вольт-амперные и другие характеристики радиоустройств и их элементов. В простейших осциллографах отсутствуют каналы *X* и *Z* и есть лишь периодическая развертка.

Некоторые осциллографы позволяют одновременно наблюдать и исследовать два взаимосвязанных электрических процесса. Для этой цели часто используют коммутирующую приставку, посредством которой исследуемые напряжения поочередно подаются на вход *Y* осциллографа и наблюдаются на различных по высоте уровнях экрана. Практическое применение получили коммутаторы трех типов: электромеханические, электронные и тиратронные.

Электронные осциллографы, предназначенные для демонстрации на учебных занятиях физических процессов, происходящих в электрических цепях, строятся на осциллографических трубках с большим экраном или на телевизионных кинескопах.

Чувствительность осциллографа

Чувствительность осциллографа *S* по каналу *Y* или *X* определяется наибольшей длиной светящейся линии на экране, приходящейся на 1 *в* действующего или амплитудного (с размахом от пика до пика) значения входного напряжения. В первом случае она измеряется в $мм/в_{действ}$, а во втором в $мм/в_{пик}$. Чувствительность иногда выражают в обратных единицах (*в/мм*) или в дольных значениях единиц.

Чувствительность может быть уменьшена в определенное известное число раз в зависимости от установки входного аттенюатора и ручки регулировки усиления канала. Зная ее действующую величину $S_{действ}$, по длине линии *l* на экране трубки (при выключенной развертке) можно в широком диапазоне частот измерять действующие значения синусоидального напряжения или размах (пиковую амплитуду) периодического или импульсного напряжения:

$$U_{действ}=\frac{l}{S_{действ}};\quad U_{пик}=\frac{l}{S_{пик}}.$$

Некоторые применения электронных осциллографов

При измерении частоты, напряжения измеряемой частоты F_x и образцовой частоты $F_o=F_y$ подводят к различным входам осциллографа (рис. 16-47). Частоту F_y изменяют до тех пор, пока на экране трубки не возникнет неподвижная фигура (фигура Лиссажу) возможно более простой формы, например в виде окружности или восьмерки. Эту фигуру мысленно пересекают линиями *xx* и *yy*, параллельными отклоняющим пластинам x_1x_2 и y_1y_2 и подсчитывают число пересечений каждой из линий с фигурой. Отношение полученных чисел *m/n* точно равно отношению частот F_x/F_y при условии, что проведенные линии не проходят через узловые точки фигуры или касательно к ней, а форма сравниваемых колебаний близка к синусоидальной. Частота

$$F_x=F_y\frac{m}{n}.$$

При измерении **коэффициента амплитудной модуляции** высокочастотное модулированное напряжение подводится к входу канала Y. Форма изображения на экране трубки определяется переменным напряжением, воздействующим на вторую пару пластин (рис 16-48). При отсутствии последнего на экране

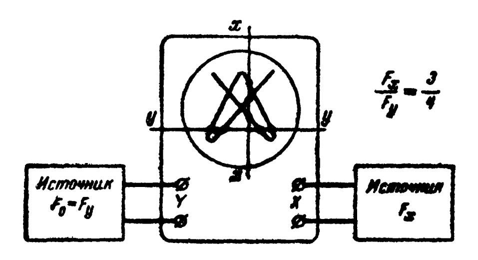


Рис. 16-47. Блок-схема измерения частоты при помощи осциллографа.

наблюдается вертикальная линия *1* с ярко светящейся центральной частью. При подаче на пластины x_1x_2 пилообразного напряжения развертки частотой, равной или в несколько раз меньшей частоты модуляции, на экране воспроизводится кривая модулированного напряжения *2*. Если модулированное напряжение подвести одновременно, но с некоторым сдвигом по фазе, к обеим парам отклоняющих пластин, на экране возникает эллиптическое кольцо *3*. При подаче на пластины x_1x_2 напряжения с частотой модуляции наблюдаются фигуры *4* или *5*. Во всех случаях коэффициент модуляции с точностью 10—15% определяется по формуле

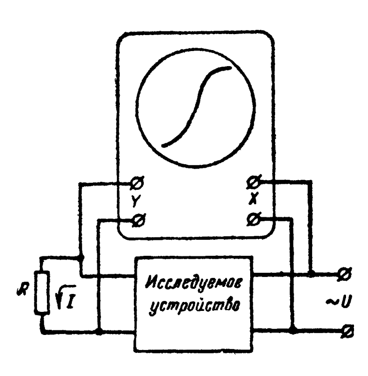


Рис. 16-49. Блок-схема осциллографирования вольт-амперных характеристик.

$$m=\frac{M-N}{M+N}\cdot 100\%.$$

Для наблюдения на экране трубки **вольт-амперных характеристик** электронных, ионных и полупроводниковых приборов, а также других нелинейных элементов и цепей переменное напряжение требуемой величины подводится одновременно к входу исследуемого устройства и входу X осциллографа (рис. 16-49); напряжение, пропорциональное току I, снимается с резистора R, включенного в цепь этого тока, и подается на вход Y. Для правильного воспроизведения характеристики необходимо, чтобы оба напряжения, подведенные к отклоняющим пластинам, совпадали по фазе.

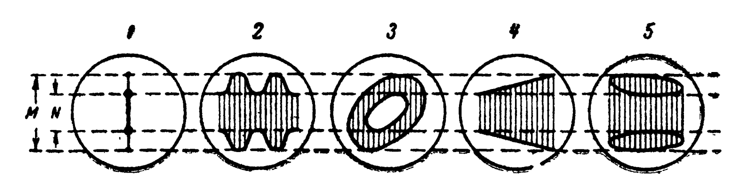


Рис. 16-48. Определение коэффициента модуляции по фигурам на экране трубки.

Для наблюдения на экране трубки **амплитудно-частотных** (резонансных) **характеристик** контуров, усилителей, фильтров и других пассивных четырехполюсников осциллограф используется совместно с генератором качающейся частоты.

ЛИТЕРАТУРА

Шкурин Г. П., Справочник по электроизмерительным (т. I) и радиоизмерительным (т. II) приборам, Воениздат, 1960.
Осипов К. Д., Пасынков В. В., Справочник по радиоизмерительным приборам, ч. I, II, III, IV, V, изд-во «Советское радио», 1959—1964.
Корндорф С. Ф., Бернштейн А. С. и Ярославский М. И., Радиотехнические измерения, Госэнергоиздат, 1957.
Меерсон А. М., Радиоизмерительная техника, Госэнергоиздат, 1957.
Анцелиович Е. С., Радиотехнические измерения, Госэнергоиздат, 1958.
Соркин И. М., Основы радиоизмерительной техники, Госэнергоиздат, 1962.
Соболевский Г. А., Измерения в радиоаппаратуре, Воениздат, 1961.
Терешин Г. М., Радиоизмерения, Госэнергоиздат, 1963.
Валитов Р. А., Радиотехнические измерения, изд-во «Советское радио», 1963.
Мирский Г. Я., Радиоэлектронные измерения, Госэнергоиздат, 1963.

ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Внедрение радиоэлектронной техники в народное хозяйство особенно тесно связано с применением электрических методов для измерения неэлектрических величин. Современная электроизмерительная техника располагает совершенными и удобными методами измерений электрических величин, таких, как ток и напряжение, индуктивное, емкостное и омическое сопротивление электрической цепи, фаза и частота переменного тока и напряжения. Поэтому очень заманчиво найти возможность сначала преобразовать неэлектрическую величину в электрическую, а затем последнюю измерять электрическими приборами.

Электрические приборы для измерения неэлектрических величин обладают высокой точностью и чувствительностью, кроме того, ими можно производить измерение неэлектрических величин на расстоянии, что особенно важно при создании автоматических систем регулирования и систем контроля различных производственных процессов. Зависимость показаний электрического измерительного прибора от значения измеряемой неэлектрической величины определяется расчетным или экспериментальным путем и на основании этого может быть построена шкала электрического прибора, отградуированная в единицах измеряемой неэлектрической величины.

17-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Функциональная схема простейшего электрического измерителя неэлектрической величины состоит из преобразователя или, как его часто называют, д а т ч и к а, измерительной цепи и электрического измерительного прибора (выходного индикатора).

Выбор того или иного типа выходного индикатора определяется скоростью изменения во времени исследуемого процесса (измеряемой неэлектрической величины), условиями наблюдения и целью измерений. При измерении постоянных и медленно изменяющихся неэлектрических величин обычно используются стрелочные электрические приборы. Для индикации быстро изменяющихся величин применяются электронные и шлейфовые осциллографы. Документальная запись сигналов и запись для последующего исследования ведутся при помощи различного рода регистрирующих устройств (самописцев и осциллографов).

Связь измерительного (регистрирующего) прибора с датчиком осуществляется посредством измерительной цепи. В простейшем случае этой цепью являются соединительные провода. В общем же случае измерительная цепь служит для согласования выхода датчика с входом электрического измерительного прибора. При этом для согласования могут применяться усиление датчика, преобразование одного вида электрических сигналов в другой и т. п.

17-2. ДАТЧИКИ

На входе датчиков могут быть самые разнообразные по своей природе неэлектрические величины: м е х а н и ч е с к и е (линейные и угловые перемещения, скорость и ускорение различных движений, сила и моменты сил, упругость, частота колебаний, размеры, вес и объем различных тел и др.), ф и з и ч е с к и е (температура, количество тепла, теплоемкость, тепловое сопротивление, магнитные свойства материала, цвет, освещенность, световой поток, сила света, интенсивность излучения и др.), х и м и ч е с к и е (концентрация вещества и его количество), о р г а н и ч е с к и е (связанные с физиологическими процессами в живых организмах). На выходе датчика могут быть следующие электрические величины: активное, индуктивное или емкостное сопротивление, ток, э. д. с. или падение напряжения, частота и фаза переменного тока.

В процессе измерения датчик должен сохранять постоянство зависимости выходной величины от измеряемой входной, а также иметь достаточную чувствительность и точность преобразования. Датчик не должен оказывать существенного обратного влияния на измеряемую неэлектрическую величину и иметь малые динамические погрешности (инерционность датчика должна выбираться с учетом скорости изменения исследуемого процесса).

Важнейшими характеристиками датчиков всех типов являются статическая и динамическая характеристики и чувствительность. Если входная неэлектрическая величина изменяется медленно, так что инерционные свойства датчика не влияют на соотношение преобразования, то зависимость выходной величины от входной при этом называют с т а т и ч е с к о й х а р а к т е р и с т и к о й датчика. Зависимость же выходной величины от входной при сравнительно быстром изменении последней, когда на результаты преобразования оказывает влияние инерционность датчика, выражают динамической х а р а к т е р и с т и к о й. О динамических свойствах (характеристике) датчика можно судить по так называемой п е р е х о д н о й х а р а к т е р и с т и к е, представляющей собой зависимость выходной величины датчика от времени (отклик) при скачкообразном изменении входной неэлектрической величины.

Отношение приращения выходной величины к вызвавшему это приращение изменению входной величины называют ч у в с т в и т е л ь н о с т ь ю д а т ч и к а. У датчиков с линейной статической характеристикой чувствительность постоянна и не зависит от входной величины. У датчиков же с нелинейной зависимостью чувствительность изменяется с изменением входной величины.

Известно большое число датчиков, различных по своей конструкции и назначению. Они могут быть классифицированы по разным признакам, важным в том или другом отношении. В последнее время широко используется классификация по принципу действия датчиков. В соответствии с этим признаком датчики подразделяются на омические, индуктивные, емкостные, магнитоупругие, индукционные, термоэлектрические, пьезоэлектрические, фотоэлектрические, электронные, радиационные и комбинированные.

Омические датчики

Такие датчики основаны на изменении их омического сопротивления под действием различных внешних причин. К ним относятся потенциометрические и тензометрические датчики, датчики контактного сопротивления, терморезисторные и электролитические датчики.

Потенциометрическим датчиком может служить резистор, включенный потенциометром (рис. 17-1), у которого подвижный контакт механически связан с измеряемой величиной. Выходной величиной этого датчика является падение напряжения между подвижным и одним из неподвижных контактов.

В датчиках с линейно изменяющимся сопротивлением выходное напряжение изменяется пропорционально смещению подвижного контакта

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{l}{l_{макс}}.$$

Чувствительность датчика

$$K_д = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta l} = \frac{U_{вх}}{l_{макс}}.$$

Она может быть повышена путем увеличения питающего напряжения $U_{вх}$. Максимальное значение чувствительности ограничивается мощностью рассеивания сопротивления датчика. Вообще-то чувствительность потенциометрических датчиков сравнительно невелика и составляет 3—5 *в/мм.* Точность же преобразования таких датчиков может быть достаточно высокой (до 0,5%).

Потенциометрические датчики просты по своей конструкции, имеют малый вес и габариты, могут питаться постоянным и переменным током, обладают высокой стабильностью и точностью преобразования. Для их изготовления применяют проволоку с высоким удельным сопротивлением (константан, нихром, манганин, никель, реотан, фехраль и др.). Наличие подвижного контакта ограничивает срок службы датчиков и ухудшает надежность их работы.

Эти датчики используются для преобразования механических перемещений (изменений геометрических размеров, уровня жидкостей) в изменение напряжения

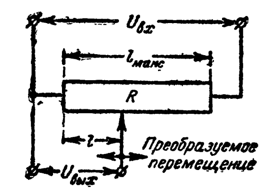


Рис. 17-1. Потенциометрический датчик.

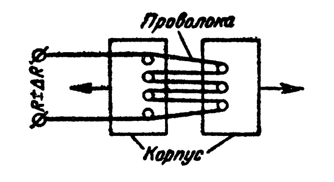


Рис. 17-2. Тензометрический проволочный датчик.

электрического тока. Кроме того, очень часто потенциометрические датчики используют в качестве составного элемента сложных комбинированных датчиков.

Тензометрические датчики. Если металлическую проволоку подвергнуть механической деформации (растяжению или сжатию), то она будет изменять сопротивление электрическому току или, иначе говоря, будет изменяться ее удельная проводимость. На этом принципе и основано действие тензометрических проволочных датчиков. Они представляют собой часто спираль из тонкой (0,02—0,05 *мм)* проволоки с большим удельным сопротивлением, наклеенную специальным клеем на тонкую бумагу. Последняя же, затем, наклеивается на испытываемую деталь. Такие датчики выполняются и в виде ненаклеенной спирали (рис. 17-2) или струны.

Кроме проволочных, находят применение и полупроводниковые тензометрические датчики (тензолиты), работающие на том же принципе. Они изготавливаются в виде лент или проволок из полупроводников. Отрезок тензолита наклеивается на бумагу, а затем вместе с последней на испытуемую деталь.

Связь между относительным удлинением проволоки датчика $\Delta l/l_0$ в пределах упругой деформации и относительным изменением сопротивления $\Delta R/R_0$ определяется соотношением

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \delta \frac{\Delta l}{l_0},$$

где δ — коэффициент, называемый тензочувствительностью проволочного датчика (для константана δ=1,9—2,2, для нихрома δ=2, для железо-хром-алюминиевого сплава δ=2,8—2,9).

Тензометрические проволочные датчики позволяют исследовать малые перемещения (главным образом, различные деформации и вибрации), имеют малые габариты и вес, практически безынерционны, легко принимают форму исследуемой детали. Точность преобразования их составляет 1—2%. К недостаткам этих датчиков следует отнести малое (меньше 1%) изменение их сопротивления при значительном изменении преобразуемой величины, что вызывает необходимость применять в измерителях неэлектрических величин с такими датчиками стабильные усилители со значительным коэффициентом усиления.

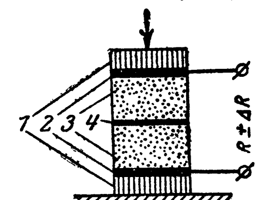


Рис. 17-3. Датчик контактного сопротивления.

1 — металлические шайбы; *2* — контактные пластины; *3* — угольные шайбы, *4* — соприкасающиеся поверхности.

Наряду с рассмотренными широко применяются фольговые тензометрические датчики (со спиралью из фольги). Такие датчики, обладая большей теплоотдачей, допускают нагрузку большими токами, благодаря чему могут применяться без усилителей.

Датчики контактного сопротивления. Контактное сопротивление между поверхностями двух твердых тел зависит от величины давления одного тела на другое. С увеличением давления контактное сопротивление уменьшается, и наоборот. Это явление и используется в датчиках контактного сопротивления.

Контактное сопротивление между поверхностями твердых тел зависит также от материала этих тел и также от качества обработки соприкасающихся поверхностей. Наиболее существенное изменение контактного сопротивления в зависимости от давления получается при использовании в качестве соприкасающихся тел электродных углей (рис. 17-3).

Чувствительность контактных датчиков может быть повышена путем последовательного включения нескольких угольных шайб в один столбик. Датчики этого типа используются при исследовании различных механических давлений, малых перемещений, вибраций, ускорений и при других исследованиях.

Терморезисторные датчики основаны на том, что при нагревании проволоки изменяется ее электрическое сопротивление.

Приращение сопротивления ΔR проволоки датчика при изменении ее температуры Δt определяется следующим выражением:

$$\Delta R = R_0 \alpha \Delta t,$$

где R_0 — начальное сопротивление проволоки датчика; α — температурный коэффициент сопротивления.

Чувствительность терморезисторного датчика

$$K_д = \frac{\Delta R}{\Delta t} = R_0 \alpha$$

можно повысить путем увеличения R_0 и выбора материала проволоки с большим коэффициентом α.

Посредством терморезистора может быть преобразована любая неэлектрическая величина (параметр), влияющая на его теплообмен с окружающей средой, так как собственная температура терморезисторов определяется тепловым равновесием между ним и окружающей средой. Проволоку для терморезисторов изготавливают из металлов с большим температурным коэффициентом сопротивления (из вольфрама, никеля, платины, меди).

Терморезисторы обладают большим отрицательным температурным коэффициентом (до 3—6% на 1° С) и имеют довольно высокое внутреннее сопротивление, что делает их удобными при совместном использовании с электронными усилителями. Однако они имеют большой разброс по внутреннему сопротивлению (до 20%), что является их существенным недостатком. Применяются терморезисторы для измерения температур различных сред, при анализе различных параметров газовых и жидких сред (температуры, концентрации, состава, скорости потока и т. п.), а также для измерения вакуума. Погрешность преобразования с помощью терморезисторов составляет 0,5—1%.

Применяются также полупроводниковые терморезисторы, представляющие собой смесь окислов некоторых металлов (кобальто-марганцевые — КМТ и медно-марганцевые — ММТ), спрессованных при высокой температуре.

Электролитические датчики. Действие датчиков основано на свойстве электролитов (водные растворы солей кислот и оснований) изменять свою проводимость при изменении концентрации раствора.

Простейший электролитический датчик представляет собой два электрода (рис. 17-4), помещенных в исследуемый электролит. Сопротивление между зажимами электродов зависит от концентрации и типа раствора. Измерив величину этого сопротивления, по градуированной кривой датчика, которая может быть заранее получена путем измерения растворов с известной концентрацией (образцовых), определяется концентрация исследуемого электролита.

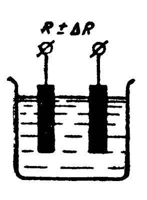


Рис. 17-4. Электролитический датчик.

Внутреннее сопротивление электролитических датчиков измеряется на переменном токе (во избежание электролиза раствора во время измерения). Основной причиной погрешности измерения с помощью электролитических датчиков является нестабильность температуры электролита, вызывающая изменение его сопротивления при постоянной концентрации. Для уменьшения влияния изменений температуры на точность преобразования в измерительную цепь прибора включается компенсирующий терморезистор, находящийся в одинаковых температурных условиях с исследуемым электролитом.

Электролитические датчики применяются для контроля параметров растворов в химической и пищевой промышленности, контроля качества питательной воды в котельных установках (солемеры). Они могут широко применяться и в других отраслях техники.

Индуктивные датчики

Если в катушку индуктивности внести ферромагнитный материал или изменить параметры зазора в магнитопроводе, на котором помещена катушка, то ее результирующее (в основном индуктивное) сопротивление изменится. На этом свойстве основано построение индуктивных датчиков. Эти датчики делятся на две группы: низкочастотные и высокочастотные.

В низкочастотных индуктивных датчиках результирующее сопротивление катушки изменяется обычно из-

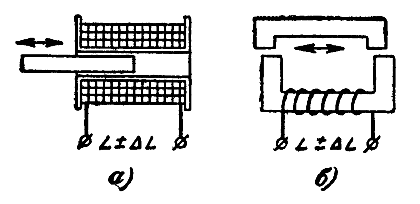


Рис. 17-5. Индуктивные датчики.

а — с перемещаемым сердечником; *б*—с изменяющейся площадью зазора.

за изменений положения ферромагнитного сердечника или площади и величины зазора в магнитопроводе (рис. 17-5). Наиболее широко применяются датчики с перемещаемым (до 50 *мм*) сердечником с изменяющейся (до 8 *мм*) площадью и изменяющимся (до 0,1—2 *мм*) зазором.

Действие высокочастотных индуктивных датчиков основано на изменении параметров катушки, питаемой током высокой частоты, при внесении в создаваемое ей электромагнитное поле проводящих материалов (металлов, проводящих растворов и других проводящих материалов). При помещении проводящих материалов в переменное электромагнитное поле в них наводятся вихревые токи, которые вызывают противодействующее электромагнитное поле, приводящее к изменению добротности и индуктивности катушки датчика.

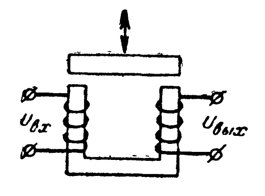


Рис. 17-6. Трансформаторный датчик.

В последнее время успешно применяются трансформаторные датчики, основанные на изменении взаимной индукции между первичной и вторичной обмотками (рис. 17-6). В таких датчиках можно получить более мощный выходной сигнал. Отсутствие в них соединений между обмоткой питания и выходной (сигнальной) обмоткой позволяет подключать несколько датчиков к одному источнику питания.

Индуктивные датчики не имеют скользящих контактов и обладают высокой чувствительностью, достигающей сотен вольт на миллиметр перемещения, что является их преимуществом перед потенциометрическими

датчиками. Они питаются переменным током, поэтому точность преобразования или измеряемой величины зависит от стабильности амплитуды и частоты питающего напряжения.

Низкочастотные индуктивные датчики применяются в основном для преобразования различных механических (линейных и угловых) перемещений, исследования деформаций, контроля размеров. Известно также применение индуктивных датчиков при анализе концентрата железной руды (определение процентного содержания железа). Высокочастотные индуктивные датчики используются для контроля диаметра проволоки из различных металлов, влажности сыпучих материалов, концентрации растворов, определения содержания проводящих тел (концентрации металлов) и т. п.

Емкостные датчики

Емкость электрического конденсатора зависит от трех его параметров: площади обкладок, расстояния между ними и диэлектрической проницаемости вещества между обкладками. Действие емкостного датчика основано на том, что преобразуемая неэлектрическая величина воздействует на один из указанных параметров, изменяя тем самым емкость конденсатора.

В соответствии с числом параметров, определяющих емкость конденсатора, различают три типа емкостных датчиков: 1) с изменяющейся площадью обкладок; 2) с изменяющимся расстоянием между обкладками; 3) с изменяющейся диэлектрической проницаемостью. Конструктивно эти датчики могут быть выполнены самым различным образом.

По чувствительности емкостные датчики значительно превосходят датчики других типов. Их основная погрешность определяется влиянием температуры на геометрические размеры элементов конденсатора и диэлектрическую проницаемость вещества между обкладками. В измерителях с емкостными датчиками часто используются мостовые и дифференциальные измерительные схемы.

Емкостные датчики используются при измерении линейных и угловых перемещений, геометрических размеров деталей, расстояния между деталями, состава физических смесей, параметров вибраций, уровня жидкостей и других величин.

Магнитоупругие датчики

Такой датчик представляет собой магнитопровод с помещенной на нем катушкой индуктивности. Если магнитопровод подвергается сжатию, то его магнитная проницаемость изменяется (явление магнитострикции), что приводит к изменению полного электрического сопротивления катушки датчика. Таким образом, входной величиной датчика может быть механическое усилие, а выходной — полное сопротивление катушки датчика.

Наибольшей чувствительностью к изменению давления обладают те магнитные материалы, которые имеют большую магнитную проницаемость с большим значением магнитострикции при малой индукции насыщения. Это прежде всего некоторые сорта пермаллоя, а также трансформаторная сталь.

Существенным недостатком магнитоупругих датчиков является их большая температурная погрешность. Этот тип датчиков используется при исследовании статических, знакопеременных и быстроизменяющихся нагрузок.

Индукционные датчики

В датчиках этого типа осуществляется преобразование неэлектрической величины в э.д.с. индукции. Известно, что если проводник перемещать в магнитном поле перпендикулярно направлению магнитных силовых линий, в нем наводится (индуцируется) э.д.с., пропорциональная составляющей скорости движения проводника поперек магнитных силовых линий. В проводнике будет наводиться э.д.с. также и тогда, когда магнитное поле будет перемещаться относительно проводника или же будет меняться интенсивность поля вокруг проводника. На этих явлениях и основано устройство индукционных датчиков. Конструктивно они выполняются либо с катушкой, перемещаемой в неподвижном магнитном поле, либо с перемещаемым магнитным полем и неподвижной катушкой, либо с неподвижными катушкой и магнитным полем, но перемещаемым прерывателем магнитного потока.

Разновидностью индукционных датчиков являются импульсные и вибрационные датчики (рис. 17-7), используемые соответственно для измерения скорости вращения и параметров возвратно-поступательного движения (вибраций). Выходной величиной индукционных датчиков могут быть э.д.с. или частота переменного (импульсного) электрического напряжения, наводимого под воздействием намагниченного сердечника.

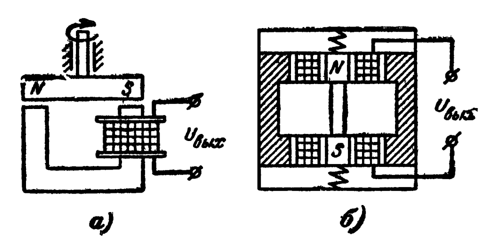


Рис. 17-7. Индукционные датчики.
а — импульсный; *б* — вибрационный.

Индукционные датчики применяются непосредственно при измерении скоростей вращательных и возвратно-поступательных движений и параметров вибраций. Особые конструкции индукционных датчиков (двухфазный и асинхронный тахогенераторы) позволяют измерять угловые ускорения вращающихся валов.

Термоэлектрические датчики

В этих датчиках (термопарах) осуществляется преобразование тепловой энергии окружающей (исследуемой) среды в термо-э.д.с. Если термопару (два разнородных проводника, спаянных на одном конце вместе) нагреть, то на ее свободных концах появится э.д.с. Величина этой э.д.с. зависит от материала проводников и разности температуры спаянных и свободных концов.

Материалы, используемые для изготовления электродов термопар, должны быть механически и химически устойчивыми при высоких температурах, иметь хорошую электропроводность и постоянные термоэлектрические свойства. Для термопар выбирают такие сочетания электродов, которые имеют наибольшее значение термо-э.д.с. (например, вольфрам-молибден, железо-медь и т. п.).

Важнейшей характеристикой термопары является ее инерционность, характеризуемая постоянной времени

(время, в течение которого измерительный спай термопары под воздействием исследуемой среды создаст э.д.с. до 0,95% от установившегося значения, соответствующего температуре среды). У различных типов термопар постоянная времени имеет значение в пределах от долей секунды до нескольких сотен секунд.

Инерционность термопар зависит от их конструкции и условий теплообмена с окружающей средой. Коэффициент полезного действия термопар невелик и составляет десятые и сотые доли процента. Термопары характеризуются чувствительностью, постоянной в значительном диапазоне температур и определяемой стотысячными долями вольта на градус.

В настоящее время применяются полупроводниковые термопары, к. п. д. которых достигает 10%, что позволяет использовать их для преобразования тепловой энергии непосредственно в электрическую (термоэлектрогенераторы).

Пьезоэлектрические датчики

В датчиках этого типа используется пьезоэффект, сущность которого состоит в следующем. Если из кристалла вырезать определенным образом пластинку и подвергнуть ее механической деформации, то на гранях этой пластинки появятся электрические заряды (прямой пьезоэффект). Величина заряда оказывается пропорциональной величине упругих напряжений и не зависит от размеров поверхности нагруженного кристалла.

Наибольший пьезоэффект проявляется у кристаллов кварца, турмалина, сегнетовой соли и поляризованной керамики титаната бария. Возникающие заряды на поверхности пьезопластинки очень малы (миллионные доли кулона). Для повышения чувствительности пьезодатчиков в них применяется не одна, а несколько пьезопластинок, собранных в столбик и включенных параллельно.

Пьезодатчики практически безынерционны, поэтому они могут использоваться для исследования быстроизменяющихся усилий и деформаций. Они непригодны для измерений статических и медленных процессов, потому что с уменьшением частоты исследуемого процесса появляются частотные искажения, т. е. нарушается пропорциональность между действующим усилием (деформацией) и выходным напряжением датчика. Это объясняется утечкой зарядов через объемную и поверхностную проводимость пластины и сопротивление изоляции соединительных проводов.

Пьезодатчикам свойствен и обратный эффект, заключающийся в том, что если к граням пьезопластинки приложить потенциал, то в ней возникнут механические деформации. На основании этого эффекта пьезодатчики используются для возбуждения ультразвуковых акустических колебаний в различных средах.

Фотоэлектрические датчики

Эти датчики относятся к устройствам, преобразующим световую энергию в электрическую на основе фотоэлектрического эффекта. В современных условиях используются три вида фотоэлектрического эффекта: внешний, внутренний и фотоэффект в запирающем слое.

Датчики с внешним фотоэффектом (фотоэлементы). Внешним фотоэффектом называется явление испускания электронов веществом под действием падающей на его поверхность лучистой энергии. Фотоэлемент с внешним фотоэффектом представляет собой стеклянный баллон, из которого выкачан воздух. Внутри баллона помещены два металлических электрода: катод (фотокатод) и анод. Для того чтобы облегчить выход электронов из фотокатода, его поверхность, на которую падает световой поток, подвергают специальной обработке (активизируют).

Под действием светового потока фотокатод эмиттирует (испускает) электроны. Если к аноду и катоду приложить напряжение в соответствующей полярности, то испускаемые катодом электроны под действием электрического поля анода образуют непрерывный ток в цепи фотоэлемента. Величина этого тока зависит от величины светового потока.

Кроме вакуумных, существуют фотоэлементы, наполненные инертными газами (газонаполненные). Разновидностью фотоэлементов с внешним эффектом являются фотоэлектронные умножители (многокаскадные вторично-электронные усилители), в которых преобразование световой энергии в фототок сочетается с усилением фототока. Усиление в них основано на явлении вторично-электронной эмиссии, сущность которой состоит в том, что электроны, обладающие достаточной энергией (скоростью), при ударе о поверхность анода выбивают из него вторичные электроны, число которых может в несколько раз превышать число первичных электронов. С помощью электронного умножителя первичный фототок можно увеличить в миллионы раз, т. е. значительно повысить чувствительность фотоэлектрического датчика

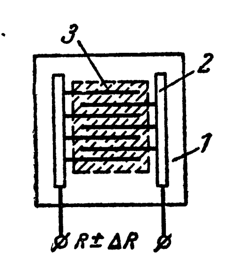


Рис. 17-8. Фоторезисторный датчик.

1—подложка; 2—контактная сетка; 3—светочувствительный слой.

Датчики с внутренним фотоэффектом (фоторезисторы). Сущность внутреннего фотоэффекта состоит в том, что некоторые полупроводниковые материалы при воздействии на них светового потока изменяют свое сопротивление. На этом принципе основано устройство фоторезисторных датчиков.

Если такой датчик (рис. 17-8) включить в электрическую цепь, то в зависимости от интенсивности освещения будет меняться внутреннее сопротивление датчика, а следовательно, и величина тока в этой цепи. Решетка из электродов (контактная сетка) сделана для увеличения чувствительности датчика.

Фоторезисторные датчики хорошо согласуются с мостовыми и усилительными схемами и позволяют создавать высокочувствительные измерители интенсивности светового потока. Важнейший недостаток этих датчиков состоит в том, что с течением времени, а также при изменении температуры окружающей среды они существенно изменяют свои параметры.

Электронные датчики

Электронный датчик (механотрон) представляет собой электронную лампу особой конструкции, отдельные электроды которой при внешнем механическом воздействии на них могут смещаться относительно других неподвижных электродов. С изменением геометрических размеров электродов и расстояния между ними изменяется анодный ток лампы. По величине изменения тока при постоянных питающих напряжениях можно судить о перемещении подвижного электрода, а следовательно, и о величине измеряемого внешнего воздействия.

Различают электронные датчики с внутренним и внешним управлением (рис. 17-9). В датчиках с внут-

ренним управлением подвижный электрод лампы смещается при непосредственном механическом воздействии. Такие датчики применяются, например, для измерения различного рода ускорений. Под действием ускорения (линейного) один из электродов датчика, укрепленный на упругом элементе, вследствие инерции отходит от другого жестко укрепленного электрода. При этом в соответствии с действующей величиной и направлением ускорения изменяется ток через лампу.

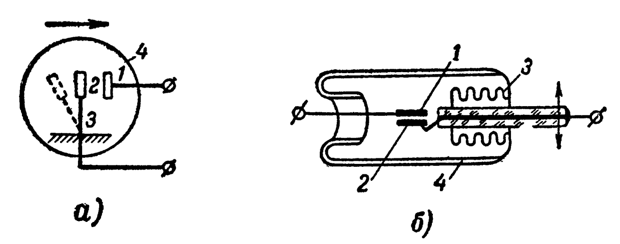


Рис. 17-9. Электронные (ламповые) датчики.

а — датчик с внутренним управлением; *б* — датчик с внешним управлением; *1* — неподвижный электрод; *2* — подвижный электрод; *3* — упругий элемент; *4* — баллон лампы.

В датчике с внешним управлением подвижный электрод перемещается посредством эластичной части баллона лампы. Эти датчики используются при измерении различного рода перемещений и геометрических размеров.

Электронные датчики обладают высокой чувствительностью (до 20—30 *кв/см*), что является их важнейшим преимуществом. При их использовании для увеличения точности измерения необходимо подавать на электроды лампы напряжения от стабильных источников питания.

Радиационные датчики

На рис. 17-10 показана упрощенная схема радиационного датчика. Основными его элементами являются источник и приемник проникающего излучения. Поток проникающего излучения, испускаемый источником, пронизывает испытываемый объект и попадает в приемник. Часть излучения поглощается в объекте. Величина этого поглощения зависит от толщины, плотности и однородности объекта материала. Каждый из этих трех параметров при постоянных двух других может быть измерен по интенсивности излучения, проникшего в приемник.

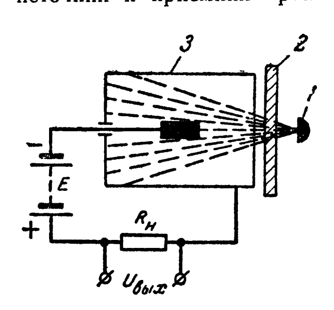


Рис. 17-10. Радиационный датчик.

1—источник излучения; *2*—испытываемый объект; *3* — приемник излучения.

В качестве источников излучения применяются, как правило, искусственные радиоактивные вещества с альфа-, бета- или гамма-излучением. Альфа-излучение из-за невысокой проникающей способности обычно применяется при анализе параметров газовых сред (давления, плотности, расхода и т. п.). Бета-излучение обладает несколько большей проникающей способностью и используется в устройствах для измерения толщины, плотности и других параметров твердых материалов небольшой толщины. Гамма-излучение сравнительно слабо поглощается веществом и может проникать в тела на глубину до нескольких десятков сантиметров. Поэтому оно используется в устройствах, где требуется прохождение излучения через сравнительно толстые поглотители.

Ядерное излучение, проникшее в приемник, преобразуется в последнем в электрические сигналы. Приемниками проникающего излучения служат ионизационные камеры, пропорциональные счетчики, счетчики Гейгера—Мюллера, сцинтилляционные счетчики, кристаллические счетчики. Первые три типа приемников преобразуют попадающее в них излучение непосредственно в электрические сигналы.

В схеме на рис. 17-10 приемником служит ионизационная камера, широко применяемая при измерениях интенсивности проникающего излучения. Камера представляет собой сосуд, заполненный газом. Внутри нее укреплен изолированный электрод. Вторым электродом служит корпус камеры. Если к электродам приложить электрическое напряжение, то при обычных условиях тока в цепи с нагрузочным сопротивлением $R_н$ не будет, так как газ является непроводящей средой. Под действием же проникающего излучения газовая среда в камере ионизируется (в ней появляются свободные электроны), вследствие чего в цепи потечет электрический ток, величина которого будет зависеть от степени ионизации газовой среды, а следовательно, и от интенсивности проникшего в камеру излучения. Испытываемое тело, поставленное на пути проникающего излучения, ослабит последнее. При этом уменьшится ток, протекающий через сопротивление нагрузки $R_н$. По изменению же величины падения напряжения на этом сопротивлении можно судить о параметрах поглотителя, каким является испытываемое тело.

Кристаллы некоторых веществ под воздействием проникающего излучения светятся. Яркость их свечения зависит от интенсивности проникающего излучения. Основным элементом сцинтилляционного счетчика и служит такой кристалл. Световой поток, испускаемый кристаллом под воздействием проникающего излучения, преобразуется чувствительным фотоэлементом (фотоумножителем) в электрический сигнал.

В кристаллических счетчиках используется явление возникновения проводимости в кристаллах некоторых веществ при воздействии на них проникающего излучения. При этом величина проводимости определяется интенсивностью излучения.

Радиационные датчики широко применяются в автоматических системах измерения и контроля геометрических размеров и плотности различных тел, перемещений, температуры газовых сред и других измерений. Они успешно используются при измерениях в условиях высоких температур и давлений.

Комбинированные датчики

В ряде случаев неэлектрическая величина, которую нужно измерить, из-за своих особенностей или условий преобразования не может быть превращена простейшим датчиком непосредственно в электрическую величину. В таких случаях используются комбинированные датчики, представляющие собой устройства, в которых измеряемая неэлектрическая величина превращается в электрическую путем двукратного или многократного преобразования.

Чувствительность комбинированного датчика зависит от чувствительности каждого из составляющих его преобразователей и равна их произведению.

В большинстве случаев используются комбинированные датчики только с двойным преобразованием. Датчик, осуществляющий первое преобразование, называют чувствительным или воспринимающим элементом. С его помощью производится предварительное преобразование измеряемой величины в другой вид величины, который в свою очередь преобразуется другим датчиком в электрическую величину. Рассмотрим в качестве примера комбинированные датчики давления и линейного ускорения.

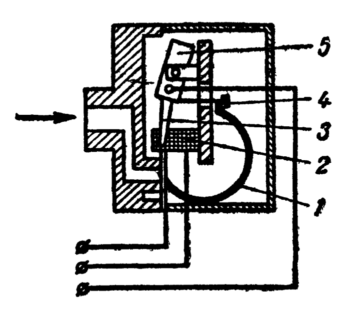


Рис. 17-11. Датчик давления с трубкой Бурдона.

1 — трубка Бурдона; *2* — проволочный потенциометр; *3* — движок потенциометра; *4* — толкающее соединение; *5* — противовес.

Датчики давления. Чувствительным элементом таких датчиков служит упругий элемент в виде трубки Бурдона или же в виде гофрированной коробки — сильфона (схема датчика с трубкой Бурдона приведена на рис. 17-11). Если во внутренних полостях упругих элементов создать давления (нагнетая газ или жидкость), то трубка Бурдона будет разгибаться, а сильфон растягиваться. Таким образом, давление преобразуется в механическое перемещение, передающееся подвижному контакту (движку) потенциометрического датчика. Механическое перемещение движка потенциометра создает на зажимах последнего изменяющееся пропорционально ему электрическое напряжение (вторичное преобразование).

Датчики с трубкой Бурдона используются, как правило, для измерения сравнительно высоких давлений, а сильфонные датчики для более точных измерений небольших давлений и разряжений.

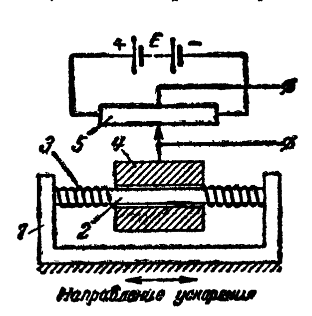


Рис. 17-12. Датчик ускорения (аксельрометр).

1 — корпус датчика; *2* — ось; *3* — пружина; *4* — массивное тело; *5* — потенциометр.

Датчики ускорения. Такой датчик (акселерометр) состоит из чувствительного элемента и связанного с ним потенциометрического датчика (рис. 17-12). Воспринимающим элементом служит массивное тело, свободно насаженное на ось и соединенное с движком потенциометра. Движение этого тела вдоль оси ограничивается двумя пружинами. Корпус датчика устанавливается в направлении действия ускорения и жестко связывается с устройством, линейное ускорение которого необходимо измерить.

При действии ускорения в направлении оси датчика массивное тело вследствие инерции смещается относительно корпуса в сторону, обратную направлению действия ускорения. Вместе с массивным телом перемещается движок потенциометрического датчика и на выходе акселерометра образуется напряжение, величина и полярность которого соответствуют величине и направлению действия ускорения.

Всякий раз с изменением действующего ускорения в акселерометре из-за взаимодействия упругих и инерционных сил происходит колебательный переходный процесс. Для улучшения динамической характеристики акселерометра (уменьшения продолжительности переходного процесса) применяются различного рода демпферы (воздушные и масляные).

В сочетании с электронными интеграторами акселерометры успешно применяются для измерения таких параметров, как скорость и пройденный путь движущегося тела.

17-3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ

В электрических измерителях неэлектрических величин выход датчика соединяется с входом электрического измерительного (индикаторного) прибора посредством измерительной цепи. В качестве измерительных цепей наиболее широко применяются мостовые схемы на постоянном и переменном токе, а также дифференциальные и компенсирующие схемы. В измерителях с емкостными индуктивными датчиками функции измерительной цепи часто выполняют колебательные LC контуры, фазосдвигающие цепи и автогенераторы различного типа.

Мостовая измерительная цепь

На рис. 17-13, *а* приведена схема моста постоянного тока. Сопротивления R_1, R_2, R_3 и R_4 в этой схеме образуют плечи, а цепи между точками схемы *ab* и *cd*—диагонали моста. В одну из этих диагоналей включается электрический измерительный прибор, который служит для измерения (индикации) тока при разбалансировании моста, а в другую—источник питания мостовой схемы. Условие равновесия моста, при котором $I_и$ в измерительной диагонали равен нулю, выполняется при $R_1R_4=$ $=R_2R_3$.

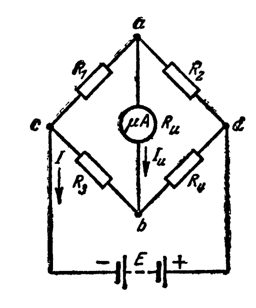


Рис. 17-13. Мостовая измерительная цепь.

Когда мостовая схема используется как измерительная цепь, то вместо одного из сопротивлений плеч включается, например, датчик сопротивления. С изменением входной неэлектрической величины датчика соответственно изменяется и его сопротивление, нарушается баланс моста и через измерительный прибор проходит ток. Шкала прибора может быть отградуирована в единицах измеряемой неэлектрической величины. Такой мост называется неравновесным. Он широко используется в электрических измерителях неэлектрических величин.

Под чувствительностью мостовой схемы понимается отношение приращения тока, протекающего через прибор в измерительной диагонали к изменению сопротивления одного из его плеч (например R_1). Наибольшая чувствительность получается в том случае, если меньшие сопротивления моста включены по одну, а большие по другую сторону питающей диагонали. Обычно же в измерителях неэлектрических величин применяются равно-

плечие мосты, т. е. $R_1=R_2=R_3=R_4=R_0$. Чувствительность такого моста близка к оптимальной. При этом со сменой мест диагоналей моста чувствительность его остается неизменной и равной

$$K_м=\frac{I}{4(R_и+R_0)},$$

где I — ток, потребляемый мостом от источника питания;

$R_и$ — сопротивление измерительного прибора.

При расчете мостовых схем по известным сопротивлениям датчика (например, R_1) и измерительного прибора $R_и$ другие элементы моста выбираются такими, чтобы чувствительность его была максимальной. С этой целью в соседнее с рабочим плечом (плечо, куда включается рабочий датчик) включается нерабочий (компенсирующий) датчик, аналогичный рабочему. На вход компенсирующего датчика изменяемая неэлектрическая величина не воздействует. Оба датчика находятся под одинаковым воздействием дестабилизирующих факторов (изменений температуры или питающих напряжений). Эта компенсация тем лучше, чем ближе мостовая схема к режиму равновесия.

Мостовую схему можно питать и переменным током (в этом случае она называется мостовой схемой на переменном токе). Все основные соотношения, свойственные мосту постоянного тока, остаются справедливыми и для моста переменного тока. При этом наряду с датчиками сопротивлений могут включаться емкостные и индуктивные датчики.

Важнейшее преимущество измерительных мостов переменного тока заключается в том, что снимаемые с их измерительных диагоналей незначительные по величине сигналы могут быть усилены обычными усилителями переменного тока (усиление сигналов постоянного тока является более сложной задачей). Однако эти мосты в отличие от мостов постоянного тока значительно труднее балансируются, что является их недостатком.

Дифференциальная измерительная цепь

На рис. 17-14 приведена схема дифференциальной измерительной цепи на переменном токе, состоящей из двух смежных контуров с одной общей ветвью. В каждом из контуров действует отдельное напряжение. Индикаторный прибор (микроамперметр ИП) включен в общую ветвь и реагирует на ток $\Delta I_и$ в этой ветви.

В схемы контуров дифференциальной цепи вместо сопротивлений могут включаться датчики. При изменении соотношения величин сопротивлений дифференциальная схема разбалансируется, что регистрируется индикаторным прибором.

Рис. 17-14. Дифференциальная измерительная цепь.

Различают чувствительность дифференциальной измерительной цепи по току и напряжению. Чувствительность по току (при $U_1=U_2=U$ и $Z_и \ll Z$):

$$K_I=\frac{U}{(Z+2Z_и)Z},$$

а чувствительность по напряжению (при $U_1=U_2=U$ и $Z_и \ll Z$):

$$K_U=\frac{U}{\left(2+\frac{Z}{Z_и}\right)Z}.$$

Дифференциальные схемы по сравнению с мостовыми обладают большей чувствительностью. Они используются преимущественно на переменном токе и позволяют так же, как и мостовые цепи, осуществлять компенсацию влияния нестабильности температуры окружающей среды на точность измерений.

Компенсационные цепи

Схема компенсационной измерительной цепи приведена на рис. 17-15. Ее работа основана на уравновешивании (компенсации) измеряемого напряжения E_x равным и противоположным по полярности напряжением E, величина которого может быть измерена с достаточной точностью. Индикатором равенства измеряемого и компенсирующего напряжения служит нуль-индикатор *НИ*. При компенсационном методе энергия от источника измеряемого напряжения не потребляется, поэтому точность измерения становится высокой.

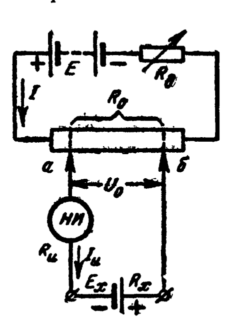


Рис. 17-15. Компенсационная измерительная цепь.

Уравновешивание схемы в процессе измерения может производиться автоматически или вручную. Равновесие считается достигнутым, когда ток через индикатор равен нулю, т. е.

$$I_и=\frac{E_x-U_0}{R_{а.б}+R_x+R_и}=0;$$

отсюда

$$E_x=U_0=IR_0.$$

Если уравновешивающее сопротивление R_0 реохорда линейное и ток I, протекающий через него, не изменяется, то измеряемое напряжение будет пропорционально расстоянию между подвижными контактами *а* и *б*.

При использовании компенсирующей измерительной цепи в измерителе неэлектрической величины датчик (сопротивление) обычно включается последовательно с реохордом. В этом случае при использовании в схеме образцового источника напряжения E_x значение измеряемой неэлектрической величины, воздействующей на вход датчика, может определяться в сбалансированном состоянии измерительной цепи по положению движков *а* и *б* реохорда.

17-4. ИНДИКАТОРНЫЕ И РЕГИСТРИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В качестве индикаторных устройств электрических измерителей неэлектрических величин широко применяются стрелочные электрические измерительные приборы постоянного и переменного тока. Одним из таких приборов измеряется напряжение (ток) на выходе измерительной схемы. Отклонение стрелки прибора в этом случае характеризует значение измеряемой неэлектрической величины, действующей на входе датчика измерителя. Шкала прибора для удобства отсчета часто гра-

дуируется в единицах измеряемой неэлектрической величины.

Выбор индикаторного прибора существенно влияет на характеристики измерителя неэлектрической величины. Важнейшими характеристиками индикатора является его чувствительность, максимальная величина измеряемого электрического сигнала, расходуемая мощность при максимально допустимом сигнале на входе и наименьшая частота собственных колебаний подвижных частей.

Рис. 17-16. Устройство записи электрических сигналов.

1 — гальванометр; *2*—рамка гальванометра; *3* — перо с чернилами; *4*—бумажная лента; *5*—электродвигатель.

Для измерения в цепях постоянного тока применяются преимущественно магнитоэлектрические приборы, как сравнительно более экономичные, точные и имеющие большую чувствительность по сравнению с приборами других типов. К ним относятся: магнитоэлектрические миллиамперметры (милливольтметры) с пределами измерений 1—5 *ма* и потребляемой мощностью 0,5—2 *мвт*, микроамперметры и милливольтметры с пределами измерений 50—1 000 *мка* и 10—750 *мв*, внутренним сопротивлением 900—3 000 *ом* и потребляемой мощностью $(2 \div 20) \cdot 10^{-6}$ *вт*, микроамперметры с теневой стрелкой, пределами измерений 0,1, 1, 10 и 100 *мка* и потребляемой мощностью $(1 \div 10) \cdot 10^{-8}$ *вт*. В качестве указателей равновесия электрических процессов в цепях постоянного тока обычно применяются магнитоэлектрические гальванометры с чувствительностью по току 1—2 *мм/мка* и более. В цепях переменного тока используются ферродинамические миллиамперметры и логометры, а также резонансные гальванометры с чувствительностью по напряжению $5 \cdot 10^{-12}$ *мм/мкв*.

Измерители со стрелочными индикаторными приборами могут применяться только для измерения статических или медленно изменяющихся неэлектрических величин. Для индикации и наблюдения периодических и быстро изменяющихся процессов используются электронные и шлейфовые осциллографы различных типов, имеющие высокую чувствительность и большое входное сопротивление, при котором потребляемая мощность от измеряемого сигнала ничтожно мала. Электронные осциллографы имеют широкий диапазон измерений скорости развертки электронного луча (время развертки может выбираться в пределах 10^{-5}—10^{2} *сек*), что позволяет применять их как для исследования медленных, так и быстро протекающих во времени процессов.

Во многих случаях при проведении различного рода научных экспериментальных исследований, испытании новых образцов техники, а также при контроле автоматизированных производственных процессов применяется документальная регистрация значений во времени контролируемых неэлектрических величин. В этих случаях вместо индикаторного прибора используется устройство регистрирующее (записывающее) поступающие на его вход электрические сигналы. Наиболее широко используются магнитная и осциллографическая записи электрических сигналов. В электроизмерительной технике применяется преимущественно осциллографическая запись.

Аппаратура, при помощи которой ведется осциллографическая запись сигналов, содержит следующие основные узлы: индикаторное устройство, преобразующее изменение величины регистрируемых электрических сигналов в отклонения записывающего элемента (приспособления), непрерывно вращающуюся катушку с бумагой или фотопленкой и электродвигатель для вращения катушки.

На рис. 17-16 приведена упрощенная схема устройства записи электрических сигналов пером. Индикатором в этом устройстве, преобразующим изменения величины регистрирующего электрического сигнала в перемещении записывающего пера, служит гальванометр, с рамкой (катушкой) которого посредством рычага связано перо. Инерция пера и его держателя сужает диапазон частот записываемых сигналов (до 100 *гц*).

17-5. ПРИМЕРЫ ПОСТРОЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Электрический термометр

На рис. 17-17 приведена схема электрического термометра, который можно использовать для непосредственного и дистанционного измерения (контроля) температуры ризличных сред и тел в пределах от 0 до 100° С. Термометр состоит из датчика температуры, измерительной схемы и индикаторного прибора.

В качестве датчика используется терморезистор R_1 типа ММТ-6, заключенный в предохранительный чехол из материала с хорошей теплопроводностью (латунь).

Измерительной цепью служит неравновесный мост постоянного тока с терморезистором R_1 и резисторами R_2, R_3, R_4. Прибор питается от батареи карманного фонаря. Напряжение питания, подводимого к мостовой схеме, устанавливается и поддерживается потенциометром R_6 на уровне 4 *в*.

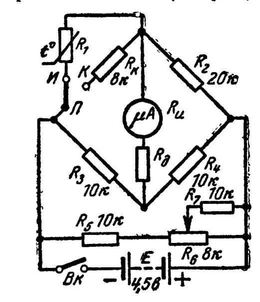


Рис. 17-17. Схема электрического термометра.

В измерительную диагональ моста в качестве индикатора включен микроамперметр μA с добавочным сопротивлением (резистором) $R_д$. Сопротивление этого резистора зависит от максимального значения измеряемого тока $I_и$ и внутреннего сопротивления $R_и$ индикаторного прибора; оно подбирается при регулировке ($R_д \approx 0$ при $I_и = 300$ *мка* и $R_и = 300$ *ом*, $R_д \approx 1$ *ком* при $I_и = 100$ *мка* и $R_и = 800$ *ом*).

Балансировка и регулировка моста производятся по двум предельным значениям измеряемой температуры (0 и 100° С). Сначала мост балансируется при температуре 0° С. Для этого чехол с терморезистором помещают в сосуд с таящим льдом, переключатель *П* ставят в положение *И* (измерение) и потенциометром R_6 устанавливают на питающей диагонали моста напряжение 4 *в*. Подбором сопротивлений плеч моста (преимущественно сопротивлением R_4) достигается нулевое показание индикатора.

Затем мост регулируется при температуре 100° С. Для этого латунный чехол с термосопротивлением помещают в кипящую воду. При установленном напряжении питания моста, равном 4 *в*, подбирают сопротив-

ление $R_д$ по максимальному току через индикаторный прибор. После этого подключателем *П* надо выключить из схемы моста резистор и на его место подключить калибровочное сопротивление $R_к$. Оно должно быть одинаковым с сопротивлением терморезистора, нагретого до 100° С. В этом случае перевод переключателя *П* из положения *И* (измерение) в положение *К* (калибровка) не должно изменять показания индикатора.

Градуировка термометра производится в водяном термостате или сосуде с водой, в который помещают лабораторный ртутный термометр и терморезистор. Нагревая воду от 0 до 100° С, намечают на шкале прибора деления в соответствии с показаниями лабораторного термометра.

Перед измерением температуры электрический термометр предварительно калибруется. Для этого переключатель *П* переводится в положение *К*. Стрелка индикатора при этом должна установиться на последнее деление шкалы (100° С). При другом положении стрелки ее надо установить при помощи потенциометра R_6. После этого переключатель *П* ставят в положение *И* и переходят к измерению температуры.

Электронный влагомер для измерения влажности зерна

Диэлектрическая проницаемость зерна, так же как и многих других веществ, зависит от его влажности. Если зерно поместить между обкладками конденсатора, то емкость последнего будет изменяться в зависимости от влажности зерна. Этот принцип положен в основу устройства влагомера с емкостным датчиком.

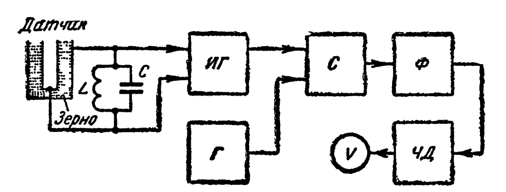


Рис. 17-18. Функциональная схема электронного влагомера.

Форма пластин датчика зависит от условий применения влагомера и может быть выполнена в виде ножей, заостренных прутьев или же двух коаксиальных цилиндров разного диаметра.

Емкостный датчик включается в колебательный контур *LC* измерительного генератора *ИГ* (рис. 17-18), частота колебаний которого будет изменяться с изменением влажности зерна. Проградуировав индикатор, включенный в цепь частотного детектора *ЧД*, на который надо подать колебания измерительного генератора, можно определять влажность зерна.

Однако влагомер, построенный по такой схеме, имел бы малую чувствительность и невысокую точность, так как относительное изменение выходной емкости датчика, а следовательно, и частоты сигналов измерительного генератора оказываются небольшими по сравнению с большим значением самой несущей частоты. Поэтому частоту сигналов, подаваемых на вход частотного детектора, понижают путем гетеродинирования. При этом величина относительного изменения частоты при изменении влажности зерна увеличивается, а следовательно, повышается точность измерения.

Колебания измерительного генератора *ГИ* и гетеродина *Г* подаются на смеситель *С*, на выходе которого при помощи фильтра *Ф* выделяется сигнал разностной частоты $f_р$. Частотный детектор *ЧД* настраивают так, чтобы при некоторой нулевой разностной частоте, получаемой при нулевой влажности, напряжение на его выходе равно нулю. С увеличением влажности растет частота на входе детектора и соответственно растет выходное напряжение, отмечаемое вольтметром *V*.

Уменьшение нулевой разностной частоты приводит к увеличению точности измерения девиации частоты измерительного генератора, но при этом возрастают погрешности измерений из-за нестабильности частот колебаний гетеродина и самого измерительного генератора. Для устранения этого необходимо регулярно подстраивать влагомер. Тогда ошибки измерений из-за нестабильности генераторов можно существенно уменьшить.

В автоматических влагомерах регулярная настройка не предусматривается. Поэтому разностная частота выбирается порядка 5 *Мгц*. Гетеродин в таких влагомерах работает на частоте 25 *Мгц* и имеет систему автоматической подстройки частоты.

Электронный толщиномер

На рис. 17-19 приведена схема устройства для измерения толщины прокатываемых лент цветных металлов. Преобразующим элементом в толщиномере служит разновидность трансформаторного датчика. Через этот датчик между первичной и вторичной его обмотками проходит металлическая лента, толщина которой контролируется. Наводимое во вторичной обмотке напряжение зависит от толщины ленты.

Напряжение с обмотки L_2 подается на сетку лампы $Л_1$, а на сетку лампы $Л_2$ поступает неизменное по амплитуде напряжение с обмотки L_3, связанной с генератором переменного напряжения на лампе $Л_3$. Лампы $Л_1$ и $Л_2$ вместе с сопротивлениями их нагрузок R_1 и R_2 образуют мост, в диагональ которого включен индикаторный прибор (вольтметр *V*). При заданной толщине контролируемой ленты напряжения на сетках ламп $Л_1$ и $Л_2$ устанавливаются одинаковыми, так что мост оказывается сбалансированным и индикатор показывает нулевое значение При протяжке ленты в случае изменения ее толщины напряжение на сетке лампы $Л_1$ будет изменяться, что приводит к разбалансу моста и соответствующим показаниям индикатора.

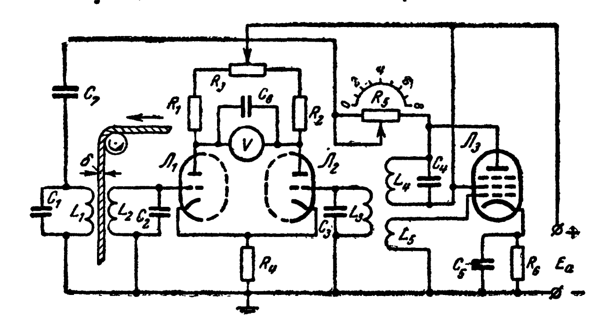


Рис. 17-19. Схема электронного толщиномера.

Для того чтобы не только следить за изменениями толщины ленты, а и измерять ее абсолютное значение, в схему введен отградуированный переменный резистор R_5. Этим резистором восстанавливается балансировка моста и по его шкале отсчитывается толщина ленты.

Конденсаторы C_2 и C_3, включенные параллельно с катушками L_2 и L_3, образуют совместно с ними колебательные контуры, настроенные на частоту подводимых к ним колебаний, что увеличивает чувствительность прибора. Частота колебаний питающего генератора зависит от толщины контролируемой ленты. Для толщин 0,01—0,1 *мм* она может быть выбрана в пределах 5—20 *кгц*.

ЛИТЕРАТУРА

Туричин А. М., Электрические измерения неэлектрических величин, Госэнергоиздат, 1959.

Агейкин Д. И. и др., Датчики систем автоматического регулирования. Государственное научно-техническое издательство, 1959.

Михлин Б. З., Радиоэлектронные приборы для производственного контроля, Госэнергоиздат, 1958.

Шумиловский Н. Н., Мельтцер Л. В., Применение ядерных излучений в устройствах автоматического контроля технологических процессов, Госэнергоиздат, 1958.

Электронные приборы для измерения неэлектрических величин, изд-во «Энергия», 1964.

Гринштейн М. М. и Кучикян Л. М., Фотореле в радиолюбительской практике, изд-во «Энергия», 1964.

ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ КИБЕРНЕТИКИ И АВТОМАТИКИ

Достижения современной науки и техники привели к созданию огромного количества различных управляющих машин, механизмов и приборов, являющихся мощным средством воздействия человека на природу, верным и надежным помощником в его творческой деятельности. В результате интенсивного развития систем управления и появления разнообразных математических машин на базе достижений некоторых других наук возникла и оформилась сравнительно новая наука, изучающая общие вопросы управления и связи в природе и обществе, которая получила название кибернетики.

Возникновению и развитию кибернетики способствовала радиоэлектронная техника, являющаяся основой построения подавляющего большинства управляющих и автоматических устройств. Круг вопросов, которыми занимается кибернетика, необычайно широк и многие из них интересны для радиолюбителей, поскольку кибернетика оперирует с радиоэлектронными устройствами управления и автоматики.

Большинство современных радиоэлектронных устройств автоматизировано, т. е. может функционировать без активного участия оператора. С автоматическими радиоэлектронными устройствами приходится часто встречаться и в радиолюбительской практике при создании многочисленных любительских конструкций, в том числе предназначенных для управления разнообразными процессами. Поэтому ознакомление с общими положениями кибернетики, а также принципами построения автоматических устройств не только существенно расширит кругозор радиолюбителя, но и окажет большую помощь в его практической деятельности.

18-1. КИБЕРНЕТИКА — НАУКА ОБ УПРАВЛЕНИИ

Работа машин основана на использовании различных источников энергии, а также способов и средств ее преобразования в различные формы движения. Один и тот же вид движения можно использовать для получения различных результатов. Для того, чтобы движение приводило к определенному желаемому результату, им нужно целесообразно у п р а в л я т ь. Например, для того чтобы проехать на автомобиле из одного пункта в другой, недостаточно иметь источник энергии — горючее и двигатель, преобразующий тепловую энергию в механическую энергию движения автомобиля. Нужно управлять движением автомобиля, т. е. управлять механической энергией движения, полученной за счет сжигания топлива (бензина). Не умея управлять энергией, нельзя добиться поставленной цели. Так возникает задача управления потоками энергии, управления движением.

В простейшем случае процесс управления осуществляется человеком. Например, в первых паровых машинах управление впуском пара в цилиндр осуществлялось вручную человеком. В дальнейшем человек избавился от этой необходимости, освободив от тяжелого труда не только свои руки, но и, что особенно важно, свое в н и м а н и е. Для организации работы большого коллектива людей в мастерской, на фабрике, на заводе необходимо управлять деятельностью коллектива людей, каждый из которых в свою очередь может управлять машиной. Только в этом случае работа коллектива приведет к нужному результату. Отсюда ясно, что можно с одинаковым правом говорить об управлении машиной или группой машин и об управлении живым организмом или группой таких организмов.

Задача управления возникает не только там, где нужно получить результат, заканчивающийся перемещением в пространстве или изготовлением какого-либо предмета, но и при организации умственной деятельности человека. Например, когда изучаются правила решения какой-либо задачи (например, решение квадратного уравнения), то изучаются правила управления ходом рассуждений так, чтобы из заданных условий задачи получить правильный результат. Решение задачи можно рассматривать как процесс управления умственной деятельностью. Но можно построить счетную машину, управляя которой по определенным правилам можно ре-

шить ту же задачу. Таким образом, управление необходимо не только при получении, преобразовании и использовании энергии, но и в процессе выполнения умственной работы.

Приведенные примеры управления различаются по своей физической сущности, по целям и способам осуществления и изучаются различными науками. Но все они в основе своей имеют много общего. Эта общность состоит в следующем. В любом процессе управления участвуют, по крайней мере, два объекта: тот, которым управляют (управляемый объект), и тот, с помощью которого осуществляется управление (управляющий объект). Так, автомобиль есть объект управления, а водитель — управляющий объект. Управляющим объектом может быть не только человек, но и машина, например регулятор напряжения генератора, автопилот самолета, автомашинист поезда и т. п. В процессе управления отдельные части системы управления определенным образом взаимосвязаны друг с другом и с окружающей средой, при этом каждая часть выполняет определенные функции. Для осуществления процесса управления необходимо иметь некоторые начальные сведения о цели управления, свойствах управляемого объекта или процесса, характеристиках условий, в которых проходит процесс управления.

В процессе управления необходимы сведения о его ходе, об изменении внешних условий и т. п. Поэтому важную роль играют средства получения этих сведений, их передачи в систему управления и внутри нее, их хранения и переработки в соответствии с целями управления. Так, например, при управлении автомобилем зрение водителя является источником сведений об окружающей обстановке и состоянии машины, нервная система и мозг водителя — средствами передачи этих сведений, их хранения и переработки.

Из потребностей изучения общих свойств процессов управления в машинах и живых организмах возникла наука об управлении — кибернетика. Ее составными частями, изучающими основные стороны любого процесса управления, являются теория информации, теория автоматического управления и теория машин для переработки информации.

18-2. ИНФОРМАЦИЯ И СИГНАЛ

Управление можно осуществить лишь в том случае, если имеется некоторая информация о состоянии управляемого объекта, о целях управления, об условиях, в которых происходит управление. Понятие информации является центральным понятием кибернетики. Так же как в физике, движение неотделимо от энергии, так в кибернетике управление неотделимо от информации.

Информация — это все то, что доставляет нам некоторые сведения или сообщения о каком-либо событии, которое произошло или должно произойти. Если можно утверждать, что произошло некоторое событие (например, землетрясение), то это значит, что об этом событии есть сведения, есть информация о нем. След одного события часто дает возможность предполагать, что произойдет другое событие (например, изменение атмосферного давления позволяет предсказать направление изменения погоды и т. п.).

Процессы передачи и использования информации сопутствуют развитию человеческого общества с самого начала. В процессе своей жизнедеятельности люди обмениваются мыслями, т. е. передают друг другу информацию. Средством обмена информацией является язык. Средства передачи информации прошли большой путь в своем развитии от простейших звуковых и световых (например, костры) до книгопечатания и современных средств электрической связи. С открытием средств электрической и радиосвязи человечество вступило в современную эру овладения информацией.

Усовершенствование средств передачи информации, особенно возрастание скорости передачи информации, создало условия для широкого использования информации при управлении. Это объясняется тем, что высокая скорость передачи информации позволяет не только быстро вызвать необходимое воздействие на управляемый объект или процесс, но и оценить степень этого воздействия путем быстрого получения информации о его новом состоянии. Применительно к процессам управления понятие информации связывается не просто с человеческой речью, но вообще со всяким воздействием посредством сигналов.

Сигналом называется физический процесс, несущий информацию (вспышка света, колебания воздуха, изменение напряженности электромагнитного поля и т. п.). Различные сигналы отличаются друг от друга по своей физической природе, но все они имеют нечто общее, заключающееся в том, что они порождаются некоторыми событиями, фактами, действиями и отражают отдельные стороны этих событий, т. е. в некотором смысле соответствуют им. Полнота этого соответствия может быть различной и определяется степенью подробности описания сигналом события, которое породило сигнал.

Соответствие сигнала событию имеет большое практическое значение, ибо при достаточной полноте описания сигнал позволяет воспроизвести само событие. Пусть, например, произошло событие, заключающееся в том, что некоторый радиолюбитель разработал оригинальный приемник. В результате этого события появился сигнал — опубликованная на страницах журнала схема приемника. Этот сигнал, будучи воспринят (прочитан) другими радиолюбителями, позволит им построить такой же приемник, т. е. воспроизвести событие.

Из этого примера вытекают следующие важные свойства сигнала.

1. Сигнал имеет самостоятельную физическую природу, которая может отличаться от физической природы породившего его события (физическая природа схемы, напечатанной на страницах журнала, отличается от физической природы события — разработки и изготовления действующего приемника).

2. Сигнал существует в пределах некоторой организованной системы, свойства которой позволяют реализовать свойства сигнала (радиолюбитель-конструктор, издательство журнала и его читатели образуют организованную систему, внутри которой сигнал может быть понят, передан и использован для воспроизведения схемы).

3. Сигнал может существовать самостоятельно, вне зависимости от породившего его события, не теряя при этом своего соответствия событию (схема приемника, напечатанная в журнале, существует независимо от существования ее автора).

4. Сигнал может быть передан на большие расстояния (журнал можно разослать в любую точку Земли).

5. Сигнал в процессе своего существования может превратиться в действие или в событие (изготовление приемника другими радиолюбителями), иными словами, сигнал может быть использован для управления.

6. Комбинируясь с другими сигналами, сигнал может порождать новые сигналы с новыми свойствами, несущие новую информацию и вызывающие новые действия, например из нескольких различных схем приемни-

ков (сигналов) можно создать новую схему (новый сигнал).

Сигнал, как физический процесс, всегда связан с энергией. В приведенном выше примере со схемой нового приемника затраты энергии необходимы как при создании сигнала (разработка и печатание схемы), так и при его распространении. Однако с точки зрения кибернетики главное состоит в том, что любой сигнал находится в соответствии с некоторым, породившим его событием, несет информацию о нем. Это обстоятельство объясняется тем, что энергетически очень слабый сигнал может вызвать явление, связанное с огромными затратами энергии за счет других источников. Например, легкое нажатие кнопки или поворот выключателя могут вызвать огромный взрыв.

Изучением вопросов передачи информации с помощью сигналов занимается специальная наука — *теория информации*, являющаяся важнейшим разделом кибернетики. Всякая информация с точки зрения заложенного в нее смысла представляет собой систему понятий. При выражении понятий мы всегда пользуемся условными знаками (звуки, буквы, цифры, импульсы электрического тока и т. п.). Выражение понятий с помощью условных знаков в кибернетике называется *кодированием*, а правила, по которым производится сопоставление понятия или отдельных частей его условным знакам, называют *кодом*. Так, например, буквы являются кодами звуков, слова — кодами понятий, импульсы тока в телеграфной передаче — кодами букв, огни светофора — кодами правил движения на дорогах и т. п.

Любой сигнал, если он несет сведения о некотором событии, можно рассматривать как код. Человеческая мысль не может быть выражена иначе, как с помощью кодов, а значит, кодирование есть важнейшее средство общения между людьми (человеческий язык есть код). Одно и то же понятие может быть выражено с помощью самых различных кодов (одно и то же понятие на разных языках выражается по-разному), которые могут быть поняты, т. е. преобразованы снова в понятия, в пределах некоторой организованной системы.

На своем пути от источника информации (события) до потребителя информации сигналы-коды могут видоизменяться, искажаться, запоминаться и т. п., однако при этом должна сохраняться информация, которую они несут. Процесс превращения одного кода в другой называют *перекодированием*.

18-3. СВЯЗЬ, ПЕРЕРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ, УПРАВЛЕНИЕ

Во всех системах, где происходят процессы управления, независимо от того, будут ли это объекты живой природы или искусственно созданные человеком, между отдельными элементами систем происходит обмен информацией о происходящих процессах при помощи сигналов. При этом, конечно, можно интересоваться тем, с помощью какой энергии и какого ее количества происходит передача сигналов, каков коэффициент полезного действия системы или отдельных ее элементов. Эти вопросы, отражающие энергетическую сторону управления, не раскрывают сущности управления. Так, например, знание коэффициента полезного действия телевизора не позволяет судить о возможностях телевидения при организации управления движением поездов на большой товарной станции или самолетов в аэропорту. Для целей управления представляет интерес другая группа вопросов, связанная с тем, как получить информацию, необходимую для управления, как ее передавать, хранить, переработать и использовать, чтобы процесс управления проходил нужным образом. Эта группа вопросов и составляет предмет кибернетики.

Все процессы, происходящие при управлении, в кибернетике разделяют на три группы: связь, переработка информации и собственно управление.

Связью называют любой процесс передачи и восприятия сигналов между элементами системы, работа которых основана на использовании информации.

Переработка информации включает в себя процессы преобразования имеющейся информации в сигналы, направляющие деятельность машин и организмов, а также процессы преобразования информации о результатах собственной деятельности машины или организма в сигналы, корректирующие ее. Процесс использования информации о результатах собственной деятельности для выработки корректирующих сигналов называется *обратной связью*.

Управлением называют любое действие, вносящее желаемое изменение в процесс, подлежащий управлению, и основанное на использовании начальной информации или информации, полученной в ходе самого управления. Если в системе управления не используется обратная связь, то такую систему управления называют *разомкнутой*. Принцип разомкнутого управления широко используется на практике, например в автоматах по продаже мелких предметов. Управление с обратной связью широко используется в различного рода следящих системах.

Процессы восприятия и переработки информации с целью управления заканчиваются возникновением новых сигналов, которые передаются по каналам связи. В живых организмах такими каналами связи являются, например, нервные волокна, по которым передаются раздражения, в технических же системах используются различные виды технической связи (электросвязь, радиосвязь, звуковая связь и т. п.), а также их комбинации. Переработка информации с целью управления происходит в центральной нервной системе живых организмов или в различных вычислительных и логических устройствах систем управления, созданных человеком. Процессы восприятия, переработки и использования информации при управлении условно можно представить в виде схемы, показанной на рис. 18-1.

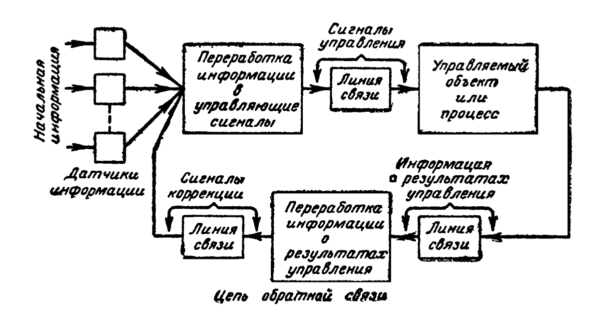


Рис. 18-1. Схема переработки информации в системе управления (пример).

18-4. КИБЕРНЕТИЧЕСКАЯ МАШИНА

Кибернетика изучает различные предметы, устройства, системы, живые организмы с точки зрения их *поведения* при воздействии сигналов и преследует при

этом конкретные цели: установить закон функционирования (поведения) предмета, реагирующего на заданный сигнал известным образом, или определить требуемый закон функционирования предмета, чтобы он реагировал на заданный сигнал нужным образом. Можно с одинаковым правом говорить о поведении как живых организмов, так и искусственно созданных устройств или некоторой совокупности их.

Всякое устройство (или система устройств), имеющее дело с сигналами, воспринимающее, преобразующее, передающее, хранящее, обрабатывающее и использующее информацию и работающее по определенным законам функционирования, называется кибернетической машиной (или просто машиной). Таким образом, в кибернетике термином «машина» обозначают более общее понятие, чем это обычно принято. В результате такого подхода кибернетика с единых позиций, едиными методами рассматривает технические устройства, живые организмы и некоторые общественные явления. При этом кибернетику интересует не внутреннее содержание машин, не их устройство, а те правила, по которым в кибернетических машинах происходит преобразование информации в новую информацию или какие-либо действия. Эти правила называются алгоритмом преобразования информации.

При выполнении алгоритма преобразования кибернетическая машина меняет свое внутреннее состояние, переходя от одного состояния к другому. Все возможные состояния составляют многообразие состояний машины. Самое элементарное разнообразие состоит всего из двух состояний. Например, электромагнитное или электронное реле имеют два состояния: замкнуто и разомкнуто.

Правила, по которым могут происходить переходы машины из одного состояния в другое, могут быть представлены в виде таблиц или формул. Эти правила определяют поведение кибернетической машины и могут изменяться в зависимости от поступающих в машину сигналов. В этом случае говорят, что сигнал управляет машиной.

Рассмотрим, например, систему автоматической регулировки усиления (АРУ) приемника с задержкой. Ее можно рассматривать как кибернетическую машину, способную принимать, грубо говоря, два состояния в зависимости от величины входного сигнала: 1) если выходное напряжение усилителя промежуточной частоты меньше напряжения задержки, то схема АРУ не вырабатывает регулирующего напряжения и коэффициент усиления приемника не изменяется; 2) если выходное напряжение усилителя превышает напряжение задержки, то схема АРУ вырабатывает регулирующее напряжение и коэффициент усиления приемника уменьшается. Здесь входной сигнал (его величина) изменяет состояние системы АРУ (отсутствие или наличие регулирования).

Процесс изменения сигнала на выходе машины под действием входного сигнала называется реакцией машины на сигнал. Если известна реакция машины на входной сигнал или серию различных входных сигналов, то по ней можно найти закон функционирования машины, ее алгоритм, т. е. раскрыть кибернетическую сущность машины. Решение таких задач типично для кибернетики.

К числу подобных задач относится, например, задача по прогнозированию (предсказанию) возможных отказов электронной аппаратуры. Возникновению отказов предшествуют малозаметные изменения параметров системы, например коэффициента усиления отдельных каскадов. Эти изменения носят случайный характер. Однако, располагая заранее найденными (экспериментально или теоретически) законами распределения тех или иных отказов в зависимости от состояния отдельных каскадов радиоэлектронной системы, можно предсказывать (прогнозировать), через какое время, в среднем, может произойти отказ.

В процессе управления может участвовать человек, выполняя определенные функции по восприятию информации, ее переработке и использованию. В зависимости от роли человека в системе управления в технике различают системы ручного управления, когда человек выполняет все основные операции по восприятию информации, ее передаче и переработке в управляющие воздействия в соответствии с требуемым алгоритмом, и системы полуавтоматического управления, когда наиболее сложные операции выполняются автоматически действующими машинами и приборами, оставляя на долю человека только простейшие из них. Если все функции по связи, переработке информации и управлению выполняются машинами и приборами без участия человека, то в этом случае имеет место автоматическое управление или саморегулирование.

18-5. АВТОМАТИЗМ И АВТОМАТЫ

Понятием автомат (по-гречески «самодействующий») в кибернетике обозначают любой объект, который целесообразно действует без постороннего вмешательства. Свойство автоматизма присуще как искусственно созданным машинам, так и объектам живой природы. В организме животных и человека постоянно происходят процессы, похожие на работу технических автоматов (регулирование температуры тела, давления крови и т. п.). Автомат является элементом целесообразности в деятельности сложной управляющейся системы, причем целесообразность — есть свойство автомата. Исследование целесообразности и автоматизмов — есть задача кибернетики, для решения которой она использует достижения других наук, точные математические методы и опыт.

Любой автомат выполняет следующие функции: 1) автоматическое измерение некоторого количества физических величин и автоматический ввод результатов измерения (сигналов) в устройство обработки информации схемы автомата; 2) передачу сигналов внутри схемы автомата и запоминание информации; 3) обработку внешней и внутренней информации в соответствии с некоторой системой правил (алгоритмом) и выработка в результате такой обработки выходной, исполнительной информации; 4) исполнение решения, которое реализуется или в виде действий, или в виде регистрации некоторой новой информации; 5) автоматическое измерение результатов действия (контроль). В замкнутых системах регулирования эта информация поступает на вход автомата в виде сигнала обратной связи.

18-6. КИБЕРНЕТИКА И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Рассмотренные функции автоматов в зависимости от назначения автомата и его физической природы реализуются разными способами. В основе работы живых автоматов лежат различные биологические процессы, происходящие в органах чувств живого организма, его нервной и двигательной системе и т. п. Раскрытием кибернетической сущности работы этих органов и использованием полученных результатов при создании искусственных автоматов, облегчающих физический и умственный труд человека, занимается специальная наука — бионика.

В автоматах, созданных человеком, функции автоматов выполняются разного рода техническими устройствами.

Для автоматического измерения различных входных и выходных величин используют принципы и устройства измерительной техники, телемеханики и телеметрии. Передача сигналов от датчиков внешней информации и внутри автомата осуществляется с помощью различных методов и устройств связи. Обработка внешней и внутренней информации и получение управляющей информации производится при помощи различного рода логических и вычислительных устройств.

Логические и вычислительные устройства являются наиболее существенной частью автомата. Поэтому бурное развитие вычислительной техники служит мощным стимулом для создания сложных систем автоматического управления. Наибольшие возможности в этом отношении имеют вычислительные машины дискретного действия (цифровые вычислительные машины), сами являющиеся автоматами, способные выполнять не только сложные вычисления с высокой скоростью и точностью, но производить ряд логических операций, позволяющих изменять ход вычислений (ход обработки информации) в зависимости от полученного результата. Логические возможности вычислительных машин позволяют реализовать в автоматах смену алгоритма в зависимости от качества выполнения задач автоматом или при изменении условий, в которых работает автомат. На этой основе строятся разного рода *оптимальные* (наилучшие в некотором смысле) и *самонастраивающиеся* системы.

Вычислительные машины являются важнейшим техническим средством при *моделировании* кибернетических систем. В основе такого кибернетического моделирования лежит функциональный подход кибернетики к изучаемым ею процессам управления. Так как кибернетика интересуется не внутренним устройством систем управления, а законами их функционирования, то можно на вычислительной машине создать модель кибернетической системы, подобную изучаемой в смысле подобия законов функционирования. Моделирование кибернетических систем на вычислительных машинах позволяет определить все основные свойства и параметры системы до ее реального создания.

Применение вычислительных машин для обработки информации и для моделирования кибернетических систем основано на самом широком использовании достижений математики. Среди многочисленных разделов математики, используемых в кибернетике, значительный интерес представляет *математическая логика*, являющаяся разделом науки логики — науки о формах и законах мышления. Один из разделов математической логики — исчисление высказываний (алгебра логики) позволяет весьма полно описывать работу автоматов, состоящих из совокупности реле, соединенных системой проводов. К таким автоматам относятся также и электронные цифровые вычислительные машины. Законы и правила математической логики позволяют не только исследовать свойства релейных схем, но и строить схемы, способные автоматически решать логические задачи, а также обрабатывать информацию.

18-7. ЭЛЕМЕНТЫ АЛГЕБРЫ ЛОГИКИ

Алгебра логики (исчисление высказываний) — часть математической логики, занимающаяся изучением логических связей между различными высказываниями. *Высказыванием* в логике называют всякое предложение, в отношении которого имеет смысл утверждение о его истинности или ложности.

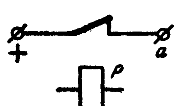
Высказывания, различные по содержанию, обозначаются разными буквами; этими же буквами обозначается и значение истинности высказываний. Истинному высказыванию приписывается какое-либо число, обычно 1, а ложному высказыванию другое число — нуль. Например, высказывание A, что «транзистор — полупроводниковый прибор», истинно и поэтому $A=1$, а высказывание B, что «осветительная лампа — полупроводниковый прибор», ложно и поэтому $B=0$.

Значение истинности высказывания может быть постоянным, как в нашем примере, или переменным. Например, высказывание «Сегодня — пятое число» истинно только 12 дней в году. Значения истинности сложных высказываний определяются значениями истинности входящих в них простых высказываний, т. е. являются их функциями. Поскольку как сами эти функции, так и переменные, от которых они зависят, принимают только два значения (1 или 0), то они называются *двоичными*.

Объединение простых высказываний в сложные в исчислении высказываний производится без учета их конкретного содержания с помощью различных союзов. Любые сложные высказывания можно получить из простых с помощью следующих трех основных логических связей: инверсии, конъюнкции и дизъюнкции.

Инверсия (отрицание) высказывания A обозначается как $\bar{A}$ и читается как «не A». Значение истинности инверсии определяется с помощью операции логического отрицания по правилам $\bar{0}=1$ и $\bar{1}=0$.

Рассмотрим, например, реле P с нормально замкнутыми контактами (рис. 18-2). Обозначим высказывания: A — реле сработало; B — напряжение в точке a есть. Высказывание B истинно только тогда, когда ложно высказывание A. Это можно записать так: $B=\bar{A}$.



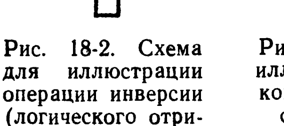


Рис. 18-2. Схема для иллюстрации операции инверсии (логического отрицания).

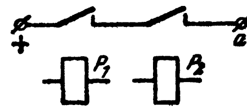


Рис. 18-3. Схема для иллюстрации операции конъюнкции (логического умножения).

Конъюнкция. Высказывание, полученное путем соединения более простых высказываний союзом «и», называется конъюнкцией или логическим произведением простых высказываний и обозначается символом $\wedge$ (иногда символом $\times$). Например, конъюнкция высказываний A и B обозначается как $A \wedge B$ (или $A \times B$) и читается как «A и B».

Значение истинности конъюнкции определяется с помощью операции легического умножения по следующим правилам: $0 \wedge 0=0$; $0 \wedge 1=0$; $1 \wedge 0=0$; $1 \wedge 1=1$. Выражение $C=A \wedge B$ означает, что высказывание C истинно тогда и только тогда, когда истинны высказывания A и B совместно.

Рассмотрим последовательное соединение двух пар нормально разомкнутых контактов реле P_1 и P_2 (рис. 18-3). Обозначим высказывания: A — реле P_1 сработало; B — реле P_2 сработало; C — напряжение в точке a есть.

Высказывание C истинно тогда и только тогда, когда истинны высказывания A и B одновременно. Это можно записать так: $C=A \wedge B$.

Дизъюнкция. Сложное высказывание, полученное путем соединения более простых высказываний союзом «или» в неисключающем смысле, называется дизъюнкцией (или логической суммой) простых высказываний и обозначается символом $\vee$ (или $+$). Например, дизъюнкция высказываний A и B обозначается как $A \vee B$ (или $A+B$) и читается как «A или B».

Значение истинности дизъюнкции определяется с помощью операции логического сложения по правилам: $0 \vee 0=0$; $0 \vee 1=1$; $1 \vee 0=1$; $1 \vee 1=1$. Выражение $C=A \vee B$ означает, что высказывание C истинно тогда и только тогда, когда истинны высказывания A или B или оба вместе.

Рис. 18-4. Схема для иллюстрации операции дизъюнкции (логического сложения).

Рассмотрим параллельное соединение двух пар нормально разомкнутых контактов реле P_1 и P_2 (рис. 18-4). Вводя такие же обозначения высказываний, как и в предыдущем случае, для рассматриваемой схемы можно написать: $C=A \vee B$.

Рассмотренные логические связи (инверсия, конъюнкция и дизъюнкция) могут быть реализованы с помощью электрических схем на реле, диодах, лампах и транзисторах. Эти схемы называют соответственно и н в е р т о р (схема «НЕ»), к о н ъ ю н к т о р (схема «И» или схема совпадений) и д и з ъ ю н к т о р (схема «ИЛИ»).

Алгебра логики, являясь удобным языком для описания действия различных схем с помощью формул, позволяет упрощать формулы и описываемые ими схемы. При выполнении различных преобразований удобно пользоваться следующими правилами.

1. С знаками $\wedge$ и $\vee$ можно оперировать, как в алгебре с знаками $\times$ и $+$, пользуясь переместительным, сочетательным и распределительным законами:

$$A \wedge B = B \wedge A;\ A \vee B = B \vee A;\ A \wedge (B \wedge C) = (A \wedge B) \wedge C;\ A \vee (B \vee C) = (A \vee B) \vee C;$$
$$A \wedge (B \vee C) = (A \wedge B) \vee (A \wedge C);\ A \vee (B \wedge C) = (A \vee B) \wedge (A \vee C).$$

2. Выражения с четным числом отрицаний можно заменять на основные: $\overline{\overline{A}}=A$.

3. Отрицание конъюнкции можно заменять дизъюнкцией отрицаний $\overline{A \wedge B}=\overline{A} \vee \overline{B}$, а отрицание дизъюнкции — конъюнкцией отрицаний $\overline{A \vee B}=\overline{A} \wedge \overline{B}$.

18-8. ПРОСТЕЙШИЕ КИБЕРНЕТИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

Играющий автомат

Среди большого количества кибернетических устройств, предназначенных для различных игр (шашки, шахматы, крестики и нулики и др.), есть очень простые и доступные для постройки устройства. К числу таких устройств относится автомат для игры, которая была описана Баше в 1612 г.

Сущность игры. Из совокупности определенного количества каких-либо предметов двое играющих поочередно берут каждый раз по произвольному числу предметов, но не менее одного и не более трех за один раз. Выигрывает тот, кто своим очередным ходом заберет все оставшиеся предметы.

Стратегия игры. Для игры Баше при любом исходном положении можно указать правила, выполняя которые легко добиться победы при любых ходах противника.

Для игрока, делающего очередной ход, неблагоприятной ситуацией является такая, когда число оставшихся предметов m кратно четырем. Если $m=4$, то при любом ходе игрока противник может сразу забрать все оставшиеся предметы и выиграть. Если $m=4n$ (n — любое целое число), то противник после любого хода игрока своим очередным ходом может оставить $4(n-1)$ предметов и, действуя каждый раз аналогичным образом, довести число оставшихся предметов до четырех, что обеспечит ему выигрыш. Во всех других исходных положениях (когда $m=4n+p$, где $1 \leqslant p \leqslant 3$) игрок, делающий первый ход, взяв p предметов, обречет своего противника на проигрыш, если в дальнейшем будет действовать так, как указано выше.

Таким образом, выигрышная «стратегия» сводится к следующему: 1) уступать право первого хода противнику, если исходное число предметов кратно четырем; 2) начинать игру самому, если это число не кратно четырем, и своим первым ходом довести число оставшихся предметов до $4n$: 3) своим очередным ходом дополнять число предметов, взятых противником, до четырех.

Описание автомата. В схеме автомата (рис. 18-5) в качестве исходных предметов используются горящие электрические лампочки $Л$. Их число равно двенадцати (кратно четырем), поэтому первый ход должен делать человек (противник автомата). Каждая лампочка может быть выключена человеком при помощи тумблеров $П_1$—$П_{12}$, а каждая группа из четырех лампочек выключается контактами *1—3* реле P_1—P_3, срабатывающих при нажатии кнопки $Кн$ (ход автомата).

Для того чтобы реле могли сработать только после того, как человек сделал свой ход, двухполюсные тумблеры $П_1$, $П_5$ и $П_9$ при выключении питания лампочек

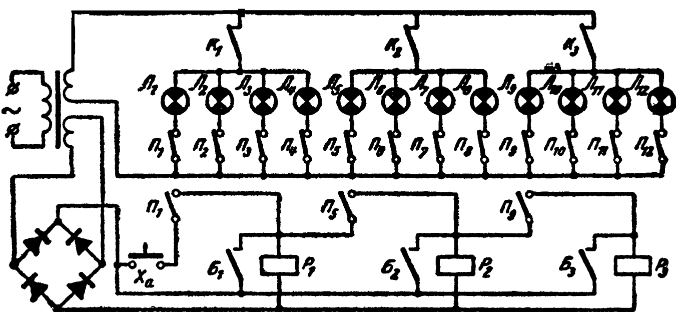


Рис. 18-5. Схема играющего автомата.

включают цепь питания соответствующего реле. Кнопка хода автомата включена в общую цепь питания реле.

Правила соединения элементов автомата можно выразить с помощью формул на языке алгебры логики. Для первой группы лампочек ($Л_1$—$Л_4$) это можно сделать следующим образом. Введем обозначения высказываний: $Л_n$ — лампочка $Л_n$ горит ($n=1, 2, 3, 4$); $П_n$ — тумблер $П_n$ включен ($n=1, 2, 3, 4$); $X_а$ — кнопка хода автомата нажата; P_1 — реле P_1 сработало; $Б_1$ — контакты блоки-

ровки реле P_1 замкнуты. Обозначая операции логического сложения и умножения соответственно знаками «+» и «×», для цепи управления первой лампочки можно записать следующее логическое выражение: $Л_1=П_1\times\overline{P}_1$. Это выражение означает, что лампочка $Л_1$ горит тогда, когда тумблер $П_1$ стоит в положении «включено» и реле P_1 не сработало ($\overline{P}_1$).

По аналогии для остальных трех лампочек первой группы можно написать: $Л_2=П_2\times\overline{P}_1$; $Л_3=П_3\times\overline{P}_1$; $Л_4=П_4\times\overline{P}_1$.

Для цепи управления реле P_1 можно записать: $P_1=\overline{П}_1\times X_а+Б_1$. Это выражение означает, что реле P_1 сработает тогда, когда тумблер $П_1$ стоит в положении «выключено» ($\overline{П}_1$) и нажата кнопка хода автомата или когда замкнуты контакты блокировки реле.

Из приведенных выражений следует, что тумблер $П_1$ должен быть двухполюсным, а реле P_1 должно иметь две пары контактов — нормально замкнутые в цепи питания ламп и нормально разомкнутые в цепи блокировки.

Рассуждая аналогичным образом, для оставшихся групп ламп можно написать: $Л_5=П_5\times\overline{P}_2$; $Л_6=П_6\times\overline{P}_2$; $Л_7=П_7\times\overline{P}_2$; $Л_8=П_8\times\overline{P}_2$; $P_2=\overline{П}_1\times\overline{П}_5\times X_а+Б_2$; $Л_9=П_9\times\overline{P}_3$; $Л_{10}=П_{10}\times\overline{P}_3$; $Л_{11}=П_{11}\times\overline{P}_3$; $Л_{12}=П_{12}\times\overline{P}_3$; $P_3=\overline{П}_1\times\overline{П}_5\times\overline{П}_9\times X_а+Б_3$.

В схеме автомата для игры Баше могут быть использованы лампочки от карманного фонаря, однополюсные и двухполюсные тумблеры, малогабаритные реле типа РСМ-2. Если не нарушать правила игры, то у этого автомата нельзя выиграть. На нем могут играть друг с другом и два человека. При этом кнопка $X_а$ не используется.

Автомат для контроля

В настоящее время разработано и используется большое количество различных обучающих кибернетических машин. Большинство из них предназначено для проверки знаний учащихся преподавателем (машины-экзаменаторы) или для самоконтроля (машины-репетиторы). Рассмотрим принцип построения простейшей машины контроля, способной выполнять функции экзаменатора и репетитора.

Принцип применения машины. Учащийся получает билет с тремя контрольными вопросами. На каждый вопрос в билете написаны четыре ответа, среди которых один правильный. Каждому ответу присвоено определенное кодовое обозначение в цифровой форме (00, 01, 10 и 11). На пульте управления машины имеются три пары переключателей (по числу вопросов), каждый на два положения (*1* и *0* или *включено* и *выключено*). Задача экзаменуемого состоит в том, чтобы при ответе на вопрос набрать при помощи переключателей кодовую комбинацию, соответствующую кодовому обозначению правильного, с его точки зрения, ответа. Если ответ дан правильно, то загорается лампочка. Так делается при ответе на каждый вопрос при помощи соответствующей пары переключателей.

Чтобы можно было изменять кодовые обозначения ответов и этим уменьшить возможность угадывания кодов правильных ответов, в машине имеется специальное кодирующее устройство, схема которого соответствует кодам ответов для данного билета. Таким образом, для каждого билета (или группы билетов) выдается свое кодирующее устройство, которое вставляется в машину и схема которого учащемуся неизвестна.

Описание машины. Схема машины состоит из трех одинаковых частей (по числу вопросов), каждая из которых управляет цепью питания соответствующей лампочки при помощи двухполюсных переключателей. Поскольку мы поставили условие, чтобы загорание лампочки происходило при соответствии положения переключателей панели управления вполне определенному положению переключателей кодирующего устройства, то в цепи питания каждой лампочки должно быть четыре переключателя: два на панели управления и два в кодирующем устройстве (каждая пара дает $2^2=4$ кодовых комбинации).

Как же составить схему соединения переключателей? Введем в рассмотрение элементарные высказывания: $П_n$ — переключатель $П_n$ включен ($П_n=1$, $n=1, 2, 3, 4$), $\overline{П}_n$ — переключатель $П_n$ выключен ($П_n=0$). Таких высказываний будет восемь. Из них можно составить шестнадцать сложных высказываний, каждое из которых является конъюнкцией четырех простых высказываний (по числу переключателей). Например, высказывание $Л_1=П_1\times П_2\times\overline{П}_3\times\overline{П}_4$ означает, что цепь питания лампочки $Л_1$ замкнута, если переключатели $П_1$ и $П_2$ стоят в положении *1*, а $П_3$ и $П_4$ в положении *0*.

Из шестнадцати сложных высказываний нужно отобрать четыре таких, при истинности которых цепь питания лампочки должна быть действительно замкнута. Эти четыре высказывания дадут четыре возможных схемы коммутации кодирующего устройства (по числу кодов ответов). Выберем высказывания $П_1\times П_2\times П_3\times П_4$, $\overline{П}_1\times\overline{П}_2\times П_3\times П_4$, $П_1\times П_2\times\overline{П}_3\times\overline{П}_4$ и $\overline{П}_1\times\overline{П}_2\times\overline{П}_3\times\overline{П}_4$, соединим их знаками дизъюнкции (логического сложения). Тогда получим новое сложное высказывание $Л=П_1\times П_2\times П_3\times П_4+\overline{П}_1\times\overline{П}_2\times П_3\times П_4+П_1\times П_2\times\overline{П}_3\times\overline{П}_4+\overline{П}_1\times\overline{П}_2\times\overline{П}_3\times\overline{П}_4$, которое означает, что высказывание $Л$ истинно (лампочка горит), если истинна какая-либо из входящих в него конъюнкций. Приведением подобных членов это высказывание приводится к виду $Л=(П_1\times П_2+\overline{П}_1\times\overline{П}_2)\times(П_3\times П_4+\overline{П}_3\times\overline{П}_4)$ и может быть реализовано в схеме на рис. 18-6,*а*.

Подробное рассмотрение высказывания $Л$ и схемы на рис. 18-6, *а* приводит к выводу, что цепь питания

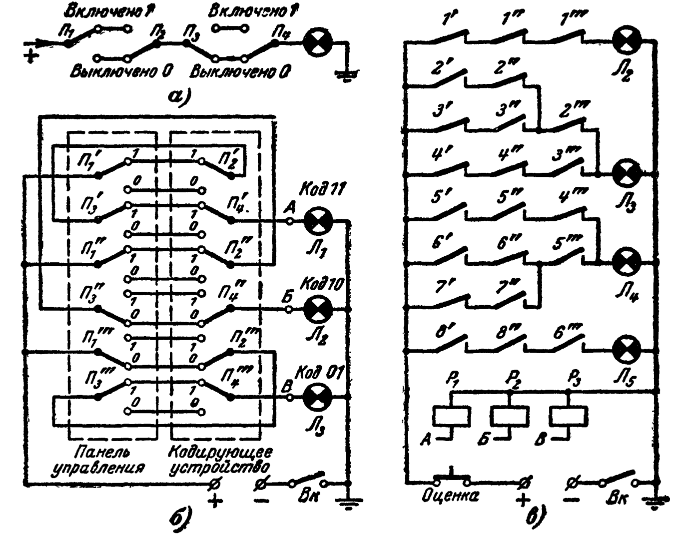


Рис. 18-6. Схема автомата для контроля.

лампочки замыкается при равенстве кодов, образованных из значений истинности высказываний $П_1$, $П_3$ и $П_2$, $П_4$. Например, $Л_1=1$, если $П_1=П_3=1$ (код 11) и $П_2=П_4=1$ (код 11), или $П_1=1$, $П_3=0$ (код 10) и $П_2=1$, $П_4=0$ (код 10). Поэтому переключатели $П_1$ и $П_3$ целесообразно разместить на панели управления, а $П_2$ и $П_4$ выполнить в виде перемычек кодирующего устройства.

На рис. 18-6, *б* показана электрическая схема машины, построенная по рассмотренному принципу. Соответствие кодов правильных ответов положению перемычек кодирующего устройства определяется следующей таблицей:

Код правильного ответа		Положение перемычек кодирующего устройства	
$П_1$	$П_3$	$П_2$	$П_4$
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	1	1

Оценка ответа на все вопросы производится по числу горящих лампочек: лампочки не горят — оценка 2, одна лампочка горит — оценка 3 и т. д. Если цепь питания машины замыкается преподавателем после того, как экзаменующийся набрал коды всех ответов, то машина выполняет роль экзаменатора. Если же питание включается экзаменующимся, то он сам контролирует правильность ответов, а машина выполняет роль репетитора.

Индикация оценки правильности ответа на все три вопроса может быть выполнена так, чтобы после набора всех кодов и нажатия кнопки *Оценка* загоралась одна из лампочек, высвечивающих оценку (2, 3, 4 или 5). Для этого вместо лампочек нужно включить обмотки реле, а контакты последних включить в цепь питания лампочек индикации оценки так, как показано на рис. 18-6, *в*. Соединение контактов реле для управления цепями питания индикаторных лампочек в этом случае выполнено в соответствии с логическими уравнениями: $Л_2=\overline{P}_1\times\overline{P}_2\times\overline{P}_3$; $Л_3=(P_1\times\overline{P}_2+\overline{P}_1\times P_2)\times\overline{P}_3+\overline{P}_1\times\overline{P}_2\times P_3$; $Л_4=P_1\times P_2\times\overline{P}_3+(\overline{P}_1\times P_2+P_1\times\overline{P}_2)\times P_3$; $Л_5=P_1\times P_2\times P_3$.

В приведенной на рис. 18-6, *б* схеме каждая цепь питания лампы построена самостоятельно в соответствии с логическим уравнением для данной лампы. Если обратить внимание на тот факт, что некоторые контакты, включенные в различные цепи, выполняют одинаковые функции, то схему можно упростить. Например, вместо четырех нормально замкнутых и четырех нормально разомкнутых контактов реле P_1 можно использовать только по одному из них. При этом нормально разомкнутый контакт должен быть включен в цепи питания ламп $Л_3$, $Л_4$ и $Л_5$, а нормально замкнутый контакт — в цепи питания ламп $Л_2$, $Л_3$ и $Л_4$. Аналогичным путем можно уменьшить (до четырех) число контактов реле P_2. После таких упрощений схема индикации оценки будет содержать двенадцать (вместо двадцати двух) контактов.

18-9. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Кибернетика позволяет выработать единый подход к самым разнообразным автоматическим устройствам, в том числе к системам автоматического управления. В технике это понятие имеет более узкий смысл, чем в кибернетике, хотя важнейшим признаком таких систем и в технике остаются целенаправленные действия, осуществляемые при воздействии внешних сигналов и не требующие активного участия человека-оператора. Функции оператора при его взаимодействии с системой автоматического управления минимальны и сводятся к включению, выключению и общему наблюдению и контролю за работой системы.

При описании и исследовании систем автоматического управления (или автоматических систем) интересуются не только процессом прохождения и обработки информации, но и такими важными для практики вопросами, как технические возможности достижения необходимых характеристик с помощью реально имеющихся элементов, экономичностью системы, энергетическими особенностями исполнительного и других устройств, возможностью уменьшить стоимость системы и т. п. В кибернетике эти вопросы имеют второстепенное значение; там главное внимание уделяется вопросам обработки информации, и средствам, с помощью которых это достигается.

Теоретической основой исследования систем автоматического управления является теория автоматического регулирования (управления) — наука, которая появилась значительно раньше кибернетики и которую сейчас рассматривают как одну из составных частей кибернетики. В последние годы теорию автоматического управления иногда называют также технической кибернетикой.

Системы автоматического управления делятся на две большие группы: системы (автоматы) без обратной связи (разомкнутые системы) и системы с обратной связью (замкнутые системы).

Разомкнутые системы

Характерная особенность автоматов без обратной связи состоит в том, что способ их действия (или поведение системы) не зависит от выходного результата. Характер операций, которые происходят в автомате, будет одним и тем же и не изменяется в том случае, когда результат действия автомата не соответствует требуемому. Это является следствием отсутствия обратной связи, т. е. следствием того, что действие и информация в автомате распространяются только в одном направлении: от входа к выходу. Поясним это примерами.

1. Автомат для продажи отдельных предметов (например, карандашей, тетрадей и т. п.). При опускании монеты выходной механизм выталкивает покупку на предметный столик, откуда его берет покупатель. Если в автомат заложили товар нестандартного качества или совсем забыли положить предметы для продажи, то характер действий исполнительного устройства и автомата в целом не изменится: выходной рычаг будет совершать заранее определенное движение, независимо от того, выталкивает он купленный предмет или нет, а также независимо от качества (или сорта) покупки.

Автомат нечувствителен к несоответствию выходного эффекта требуемому. Этот объясняется тем, что в автомате нет устройства, контролирующего выходное действие (результаты работы) и влияющие на поведение автомата. Иначе говоря, такой автомат лишен обратной связи.

Функции обратной связи частично выполняет человек, наблюдающий за работой автомата и вносящий коррективы в его действия, если выходной эффект не соответствует требуемому.

2. Печатающий радиотелеграфный аппарат. Этот аппарат воспроизводит букву за буквой передаваемого текста. Если по каким-либо причинам (например, в результате действия помех) произойдет сбой и на приемной стороне отпечатается буква, отличная от той, которая послана с передающей стороны, то ошибка исправлена не будет, поскольку на передающей стороне нет сведений о том, какие буквы печатаются на приемной стороне и соответствуют ли они передаваемым: система лишена обратной связи.

3. Система АРУ «вперед». Такая система в радиоприемнике действует следующим образом (рис. 18-7). Напряжение с выхода детектора АРУ поступает в виде отрицательного смещения на управляющие сетки регулируемых ламп усилителя низкой частоты. При увеличении напряжения на выходе усилителя промежуточной частоты приемника и, следовательно, на входе детектора АРУ возрастает отрицательное смещение на сетках ламп усилителя низкой частоты, падает коэффициент его передачи, в результате чего напряжение на выходе приемника остается почти неизменным. Аналогично система действует при уменьшении выходного напряжения. Таким образом, при правильно рассчитанных характеристиках ламп усилителя низкой частоты осуществляется стабилизация выходного напряжения приемника. Если по каким-либо причинам (например, вследствие потери эмиссии) коэффициент усиления регулируемых ламп

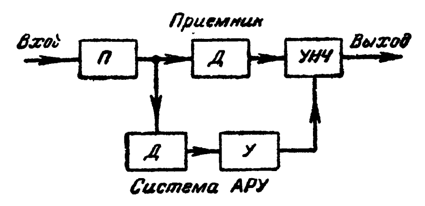


Рис. 18-7. Функциональная схема системы автоматического регулирования усиления (АРУ) «вперед».

П — преобразователь и усилитель промежуточной частоты; *Д*—детектор; *УНЧ*—усилитель низкой частоты; *У*—усилитель *АРУ*.

упал, то автомат «не почувствует» этого и регулирующее напряжение (смещение) для каждого данного уровня входного сигнала будет оставаться прежним. Поэтому амплитуда выходного напряжения упадет ниже того уровня, который должен поддерживать автомат. Поскольку обратной связи с выхода нет, автомат не может изменить способ своих действий. В описанном случае автомат должен был уменьшить отрицательное смещение, подаваемое на сетки регулируемых ламп для того, чтобы стабилизировать выходное напряжение на установленном уровне.

Приведенные примеры показывают, что автоматы без обратной связи не меняют своих действий в зависимости от выходного эффекта. В этом состоит их существенный, принципиальный недостаток. Преодоление этого недостатка на практике достигается вмешательством человека-оператора, действия которого определяются выходным результатом автомата. Оператор как бы дополняет автомат недостающей обратной связью. Так, в примере с автоматом-продавцом такую обратную связь осуществляет покупатель. Если покупка не получена или она не соответствует образцу, то покупатель вмешивается в действия автомата, добиваясь его точной работы. Во втором примере при сильном искажении текста и наличии сбоев оператор приемной стороны может послать на передающую сторону дополнительный запрос с просьбой повторить текст, увеличить уровень передачи или, наконец, принять какие-то другие меры. При уменьшении эмиссии электронных ламп в приемнике с АРУ оператор, заметивший падение уровня передачи, производит смену ламп или (если это возможно) уменьшает



Рис. 18-8. Функциональная схема разомкнутой системы автоматического управления.

величину отрицательного регулирующего напряжения. Во всех описанных примерах оператор, вмешивающийся в работу автомата, действует (и это очень важно) на основе данных о выходном результате автомата.

Функциональная схема разомкнутой системы автоматического управления показана на рис. 18-8. Входное воздействие поступает на устройство *1* приема и преобразования информации, где оно преобразуется в управляющий сигнал (чаще всего электрический). В промежуточных элементах *2* этот сигнал усиливается и претерпевает дальнейшее преобразование, а затем поступает на исполнительное устройство *3*, которое производит нужное выходное действие. Иногда промежуточные элементы могут отсутствовать, в других случаях они состоят из многих устройств. Например, в буквопечатающей радиолинии это модулятор, генератор высокочастотных колебаний, радиоприемное устройство, демодулятор и усилитель, а в примере с АРУ — это детектор и усилитель АРУ (см. рис. 18-7).

Разомкнутые системы автоматического управления могут быть очень сложными, иметь разветвленную программу работы и содержать много разнообразных программ. Но все они не меняют порядка своих действий. Для многих практических приложений с этой особенностью вполне можно мириться. Но имеются такие задачи, где подобные автоматы использовать нельзя, где обратная связь играет решающую роль.

Замкнутые системы

В замкнутых системах автоматического управления (рис. 18-9) или, как их иногда называют, системах автоматического регулирования имеется обратная связь с выхода на вход. Действие такой системы основано на сравнении выходной величины со входной (или с образцовым, заранее установленным значением) и выработке управляющих сигналов, соответствующих результату этого сравнения. Сравнение входной и выходной величин осуществляется специальным измерительным элементом *ИЭ*.

В большинстве случаев в измерительном элементе осуществляется операция вычитания, так что сигнал, полученный на выходе измерительного элемента, равен разности между входной и выходной величинами и его можно записать так: $\Delta\theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$. Величину $\Delta\theta$ называют сигналом рассогласования. Этот сигнал в дальнейшем преобразуется и усиливается в промежуточных элементах *ПЭ* и воздействует на объект регулирования *ОР*. Состояние этого объекта меняется и выходная величина $\theta_{вых}$ (ее иногда называют р е г у л и р у е м о й)

вновь подается на измерительный элемент. Вся система действует так, чтобы сигнал рассогласования $\Delta\theta$ был мал (в идеальном случае равен нулю). В системе автоматического регулирования сигналы циркулируют по замкнутой петле, обозначенной на рис. 18-9 стрелкой.

Системы автоматического регулирования делятся на три основные группы: 1) следящие системы, в которых выходная величина $\theta_{вых}$ изменяется в соответствии со входной величиной $\theta_{вх}$, т. е. как бы следит за изменением $\theta_{вх}$ (при этом заранее неизвестно, как будет изменяться входная величина); 2) системы автоматической стабилизации, где выходная величина стабилизируется на заранее установленном уровне, который определяется начальной установкой какого-либо параметра системы или определенным значением входного сигнала; 3) системы программного регулирования, в которых выходная величина должна изменяться по определенной заранее задаваемой программе (от следящей системы эта система отличается тем, что программа изменения входной величины известна заранее). Несмотря на внешнюю разницу функций, выполняемых всеми перечисленными системами, все они действуют по одним и тем же общим законам, которые изучаются теорией автоматического регулирования. Поэтому в дальнейшем будут рассмотрены следящие системы.

Помимо полезных входных сигналов на элементы системы автоматического регулирования действуют различные внешние возмущения или помехи. Чем точнее воспроизводятся полезные сигналы и чем эффективнее отсеиваются помехи, тем лучше сконструирована система.

Несмотря на большое разнообразие систем и их внешние различия, системы автоматического управления исследуются общими методами теории автоматического регулирования. Каждая подлежащая исследованию система разбивается на простейшие элементы — динамические звенья. Звено обладает определенными свойствами и его поведение можно описать некоторыми математическими соотношениями. При таком описании принимаются во внимание только те преобразования, которые производятся над сигналами, поступающими на вход звена. Физическая природа сигналов, а также конкретное выполнение элементов имеют второстепенное значение; важно лишь, какие операции данный элемент производит со входным сигналом, как обрабатывается информация, поступающая на его вход.

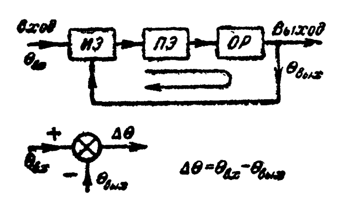


Рис. 18-9. Функциональная схема замкнутой системы автоматического управления (внизу показано обозначение элемента сравнения).

Динамические звенья объединяются в замкнутую цепь, которая называется структурной схемой системы регулирования. Структурная схема отображает важнейшие свойства системы: характер и последовательность преобразования поступающей информации. Анализ структурной схемы позволяет установить, как будет вести себя реальная система и каким путем следует поступать, чтобы улучшить ее свойства. Разбивка разнообразных систем на динамические звенья, обладающие определенными свойствами, позволяет исследовать общие свойства систем, разнородных по своему назначению и устройству.

Вместе с простыми системами в практике начинают находить все более широкое применение самонастраивающиеся замкнутые системы, которые обладают способностью приспосабливаться к изменению внешних условий. Цель этого приспособления состоит в видоизменении действия системы при изменении внешних условий с тем, чтобы система наилучшим образом выполняла свои функции.

18-10. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СХЕМЫ НЕКОТОРЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Приведем некоторые примеры радиоэлектронных систем автоматического регулирования. В дальнейшем эти примеры разбираются более подробно.

Автоматическая подстройка частоты гетеродина приемника

Система автоматической подстройки частоты предназначена для повышения устойчивости радиоприема при изменении частоты колебаний принимаемой радиостанции и уходах частоты гетеродина приемника. Такие системы особенно часто используются в импульсных радиолокационных станциях, работающих в ультракоротковолновом диапазоне, где нестабильность частот генераторов (в том числе и гетеродинов) велика, а относительные полосы пропускания (т. е. отношение полосы приемника к несущей частоте) малы. Чтобы в этих условиях обеспечить уверенный прием радиосигналов, необходимо непрерывно с высокой точностью «подстраивать» гетеродин. Вручную это сделать достаточно трудно, система же автоматической подстройки частоты, состоящая из частотного дискриминатора, сглаживающего фильтра и устройства для изменения частоты гетеродина (управителя), легко справляется с такой задачей.

Частотный дискриминатор представляет собой элемент, реагирующий на отклонение частоты от заранее установленного значения. Он состоит из двух резонансных контуров *1* и *2* (рис. 18-10, *а*), симметрично расстроенных относительно некоторой частоты f_0 (которая называется переходной) и двух включенных навстречу амплитудных детекторов $Д_1$ и $Д_2$.

На вход каждого из детекторов поступает напряжение с контура *1* или *2*. Выходное напряжение дискриминатора пропорционально разности амплитуд колебаний U_{m1} и U_{m2} на этих контурах и на участке *АБ* характеристики (рис. 18-10, *б*) его можно описать выражением

$$u_{вых}=K(U_{m1}-U_{m2}),$$

где K — коэффициент детектирования.

Зависимость $u_{вых}$ от частоты колебаний, поступающих на сетки ламп $Л_1$ и $Л_2$, называется характеристикой частотного дискриминатора (рис. 18-10, *б*). Для ее получения достаточно из кривой *1* вычесть кривую *2* и изменить масштаб полученной кривой в K раз. На участке *АБ* этой характеристики

$$u_{вых}=K_д(f-f_0)=K_д\Delta f,$$

где $K_д$ — коэффициент передачи дискриминатора, *в/гц*; $\Delta f=f-f_0$ — расстройка промежуточной частоты относительно переходной частоты дискриминатора.

Переходная частота f_0 выбирается равной номинальному значению промежуточной частоты. Следовательно, выходное напряжение дискриминатора на некотором участке *АБ* характеристики пропорционально отклонению промежуточной частоты от номинального значения.

Изменение частоты гетеродина осуществляется при помощи реактивной лампы *Л* или электродвигателя с редуктором *ЭД*, на ось которого насажен ротор конденсатора переменной емкости контура гетеродина $C_к$ (рис. 18-11).

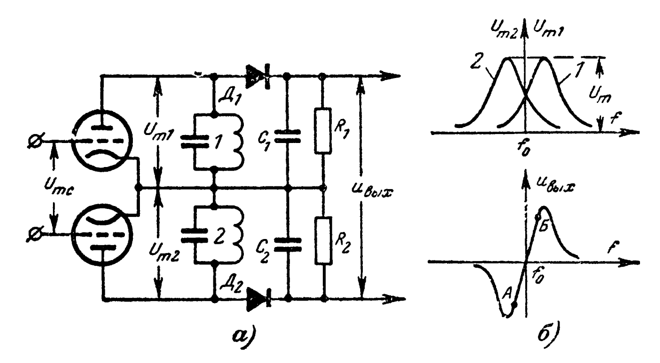


Рис. 18-10. Частотный дискриминатор с расстроенными контурами.

а — схема (показаны только высокочастотные цепи); *б* — частотные характеристики контуров и дискриминатора.

Реактивная лампа, подключенная к контуру гетеродина, эквивалентна некоторой емкости или индуктивности. Напряжение $U_{mк}$ и анодный ток $I_{mа}$ этой лампы сдвинуты по фазе на угол, близкий к 90°, фазосдвигающей цепью *CR*, подключенной к сетке лампы. Элементы *C* и *R* выбираются такими, чтобы общее сопротивление цепи носило в основном емкостный характер, т. е. $1/\omega C \gg R$. Тогда ток $I_{mф}$ в цепи будет сдвинут по отношению к напряжению $U_{mк}$ приблизительно на 90°. Но с током $I_{mф}$ совпадает по фазе напряжение U_{mc} на сетке лампы, а значит, и анодный ток $I_{mа}$. Отсюда следует, что ток $I_{mа}$ лампы и напряжение $U_{mк}$ на ней отличаются по фазе на угол, близкий к 90°, а сама лампа эквивалентна некоторой емкости.

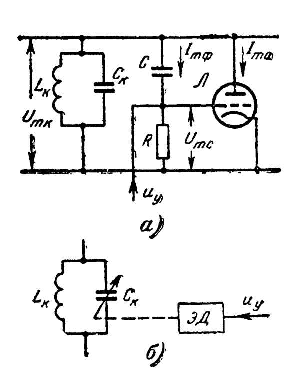


Рис. 18-11. Схемы устройств для изменения частоты гетеродина.

а — схема с реактивной лампой; *б* — схема с управляющим электродвигателем *ЭД*.

Величина емкостного сопротивления определяется отношением амплитуд напряжения и тока. Меняя смещение (управляющее напряжение $u_у$) на сетке лампы, можно регулировать величину эквивалентной реактивности, а следовательно, и частоту колебаний гетеродина.

В качестве управляемой емкости может использоваться также варикап.

Процесс регулирования описывается следующим образом (рис. 18-12). При отклонении частоты f_c сигнала от номинального значения изменяется промежуточная частота и появляется напряжение на выходе частотного дискриминатора, которое через низкочастотный фильтр подается на сетку лампы реактивного сопротивления или на вход электродвигателя. В результате этого частота гетеродина изменяется в сторону уменьшения расстройки так, что разностная частота приближается к номинальному значению, а отклонение частоты Δf уменьшается. Ясно, что расстройка Δf равна разности между отклонениями частот сигнала и гетеродина, т. е. $\Delta f = \Delta f_c - \Delta f_г$. Выходное напряжение дискриминатора описывается выражением $u_{вых} = K_д \Delta f = K_д(\Delta f_c - \Delta f_г)$.

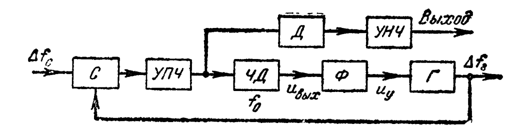


Рис. 18-12. Функциональная схема системы автоматической подстройки частоты.

С — смеситель; *УПЧ* — усилитель промежуточной частоты; *ЧД* — частотный дискриминатор; *Ф* — фильтр; *Г* — управитель с гетеродином; *Д* — амплитудный детектор приемника; *УНЧ* — усилитель низкой частоты приемника.

Таким образом, частотный дискриминатор можно рассматривать как элемент, осуществляющий операцию сравнения Δf_c и $\Delta f_г$, т. е. вычитания из Δf_c величины $\Delta f_г$ и умножения на коэффициент $K_д$. Отсюда следует, что частотный дискриминатор выполняет функции измерительного элемента. Объектом регулирования является гетеродин. Все остальные элементы системы следует отнести к промежуточным.

Систему автоматической подстройки частоты можно рассматривать как следящую: отклонение частоты гетеродина должно следить за отклонением частоты сигнала. С другой стороны, она предотвращает уход частоты гетеродина, поддерживая тем самым промежуточную частоту вблизи номинального значения f_0. Действительно, всякие уходы частоты гетеродина, вызванные, например, изменением температуры, приводят к появлению дополнительного напряжения на выходе частотного дискриминатора, которое воздействует на управитель, в результате чего частота колебаний гетеродина стремится возвратиться к исходному состоянию. Следовательно, на систему автоподстройки частоты можно смотреть и как на систему автоматической стабилизации частоты колебаний гетеродина.

Простейший автоматический радиопеленгатор

Для указания направления на радиостанцию используются автоматические радиопеленгаторы. Сигнал от радиостанции поступает на две антенны направленного действия, расположенные так, что их диаграммы направленности *I* и *II* взаимно пересекаются (рис. 18-13). Это достигается, например, выносом из фокуса двух облучателей O_1 и O_2 на небольшое расстояние симметрично по обе стороны оси симметрии параболического отражателя *ПО*. Коммутатор *К* периодически подключает сигналы каждого из облучателей (антенн) к входу приемника *П*. Выходной сигнал приемника поступает на фазовый детектор *ФД*, который коммутируется синфазно с антеннами. Если пеленгуемая радиостанция находится на оси

пересечения диаграмм направленности, то амплитуда колебаний, поступающих от каждой антенны, пропорциональная отрезку *оа*, будет одинаковой, и напряжение на выходе детектора приемника будет равно нулю.

При смещении направления на пеленгуемую радиостанцию на некоторый небольшой угол рассогласования

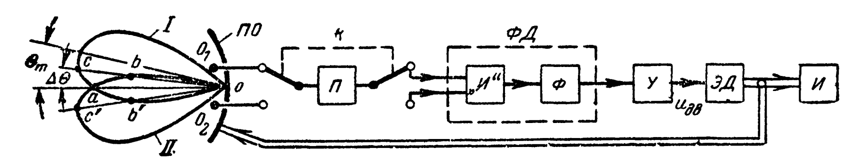


Рис. 18-13. Функциональная схема простейшего автоматического радиопеленгатора.

$\Delta\theta$ сигнал антенны *I*, пропорциональный отрезку *ос*, будет больше сигнала антенны *II*, пропорционального отрезку *оb*. Поэтому выходное напряжение приемника будет иметь прямоугольную форму (рис. 18-14). Чем больше угол $\Delta\theta$ (при условии, что он значительно меньше

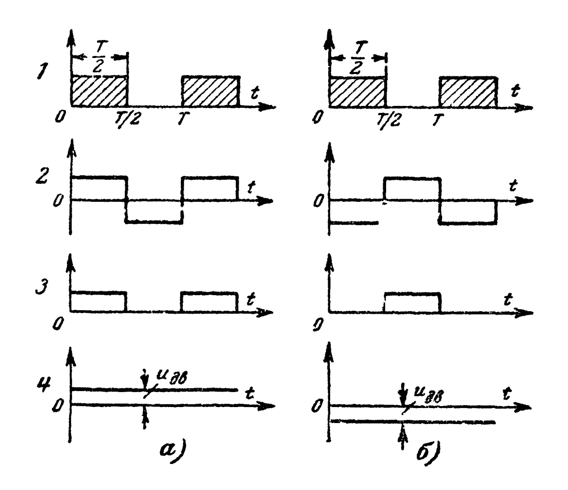


Рис. 18-14. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу автоматического радиопеленгатора.

а — при отклонении в одну сторону от равносигнальной линии *оа* угол $\Delta\theta > 0$; *б* — при отклонении в другую сторону $\Delta\theta < 0$; *1* — опорный сигнал; *2* — напряжение на выходе приемника; *3* — импульсы на выходе схемы «И»; *4* — напряжение на выходе усилителя

θ_m), тем больше амплитуда импульсов. Изменение знака угла $\Delta\theta$ (отклонение цепи вниз относительно оси *оа*) вызывает изменение фазы выходного сигнала на обратную: сигнал от антенны *I* становится меньше сигнала от антенны *II*; соответственно и фаза выходного напряжения изменяется на обратную.

Фазовый детектор *ФД* в простейшем случае может быть представлен как схема совпадений (схема «И») со сглаживающим фильтром *Ф*. При поступлении на него импульсов напряжение на выходе схемы «И» будет возникать в полупериоды *О*—*Т*/2 коммутирующего (или, как его иногда называют, опорного) сигнала.

Полярность выходных импульсов этой схемы зависит от фазы импульсов приемника, а их величина — от амплитуды этих импульсов. Фильтр сглаживает импульсы с выхода схемы «И». Следовательно, выходное напряжение *ФД* пропорционально величине угла $\Delta\theta$ (при $\Delta\theta \ll \theta_m$), а полярность этого напряжения зависит от знака $\Delta\theta$, т. е. от того, в какую сторону сместилась радиостанция относительно оси антенной системы. Это напряжение подается через усилитель *У* на электродвигатель с редуктором *ЭД*, поворачивающий антенную систему.

Электродвигатель вращается при отклонении оси *оа* от направления на радиостанцию. Таким образом осуществляется автоматическое слежение за направлением на радиостанцию. Угол поворота электродвигателя отсчитывается на индикаторном устройстве *И*.

18-11. ДИНАМИЧЕСКИЕ ЗВЕНЬЯ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Различные по физической природе элементы автоматических систем в соответствии с характером преобразования входных сигналов рассматриваются как динамические звенья. Общность свойств элементов, относящихся к динамическому звену того или иного типа, характеризуется общностью операций, которые осуществляет элемент над входным сигналом. Иными словами, динамическое звено данного типа одинаково преобразует входной сигнал независимо от того, как оно осуществляется физически. Так, например, груз, подвешенный на пружине, и колебательный контур при соответствующем подборе параметров реагируют на входное возмущение (например, механический или электрический «толчок») одинаковым образом.

Каждому динамическому звену ставится в соответствие определенный **оператор**, полностью характеризующий свойства этого звена. Такой оператор называется **передаточной функцией** и обозначается символом $W(D)$. Передаточная функция показывает, какие операции нужно произвести с входной величиной $x(t)$, чтобы получить выходную величину $y(t)$ (рис. 18-15). Это можно записать так: $y(t) = W(D)\,x(t)$, где D — символ, обозначающий операцию дифференцирования.

Вместо передаточной функции динамические звенья удобно описывать также совокупностью характеристик, показывающих, как реагирует звено на входные сигналы определенного вида. Чаще всего используются частотные и переходные характеристики.

Для описания свойств динамического звена необходимо и достаточно иметь две частотные характеристики: амплитудно-частотную и фазо-частотную. При определении частотных характеристик предполагается, что на вход звена поступают синусоидальные сигналы всех частот от 0 до ∞. Можно сказать, что частотные характеристики говорят о реакции динамического звена на синусоидальные колебания. Определение частотных характеристик для динамических звеньев совпадает с определением этих характеристик для усилителей.

Переходные характеристики представляют зависимость выходного сигнала от времени при подаче на вход звена единичного ступенчатого сигнала. Иначе говоря, переходная характеристика показывает реакцию звена на единичный ступенчатый сигнал. Определение переходных характеристик для динамических

звеньев совпадает с определением этих характеристик для усилителей.

Приведем примеры наиболее употребительных звеньев.

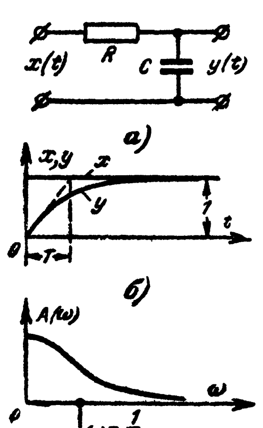
Пропорциональное звено. Такое звено передает входной сигнал так, что при этом может изменяться только размерность и масштаб входной величины (рис. 18-16). Оно характеризуется постоянным коэффициентом передачи K, причем $y=Kx$.

Рис. 18-15. Динамическое звено.

Рис. 18-16. Пропорциональное звено.

Примером пропорционального звена может служить частотный различитель на участке *АБ* характеристики (рис. 18-10, *б*), где помимо операции сравнения Δf_c и $\Delta f_г$ производится преобразование величины Δf в напряжение $u_{вых}=K_д\Delta f$. Оно характеризуется коэффициентом $K_д$, имеющим размерность вольт/герц. Все это, конечно, справедливо в том случае, если не считаться с инерционностью детекторов.

Инерционное звено. Примером инерционного звена может служить *RC* фильтр (рис. 18-17, *а*). Если на вход фильтра воздействует единичный скачок напряжения



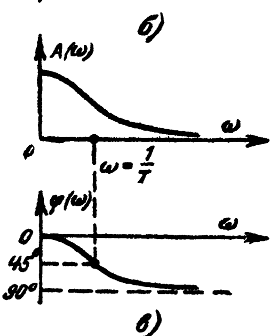


Рис. 18-17. Инерционное звено.

а — схема; *б* — входной $x(t)$ и выходной $y(t)$ сигналы; *в* — частотные характеристики.

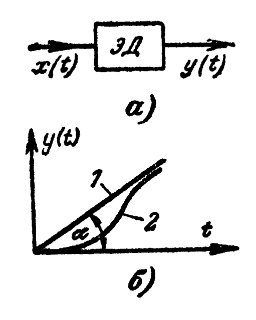


Рис. 18-18. Интегрирующее звено.

а — электродвигатель как пример звена; *б* — переходные характеристики электродвигателя; *1* — без учета инерционности (чистое интегрирующее звено) и *2* — с учетом инерционности.

$x=1$ *в*, то напряжение на конденсаторе *C* будет нарастать постепенно по экспоненте, стремясь к единице. Следовательно, переходная характеристика инерционного звена представляет собой экспоненту (рис. 18-17, *б*). Кривая $y=1-e^{-\frac{t}{T}}$ называется нарастающей экспонентой, а T — ее постоянной времени. Для нахождения T нужно провести касательную к экспоненте в начале координат и определить отрезок, отсекаемый на уровне, равном 1.

Амплитудно-частотная $A(\omega)$ и фазо-частотная $\varphi(\omega)$ характеристики инерционного звена представлены на рис. 18-17, *в*. При увеличении частоты амплитуда колебаний постепенно спадает из-за шунтирующего действия конденсатора. С ростом частоты колебаний постепенно увеличивается фазовый сдвиг между выходным и входным напряжением, стремясь к величине, равной —90°.

Колебательное звено. Примером может служить колебательный контур. Обычно в автоматике используются контуры с невысокой добротностью (не выше 3—4), причем наиболее важным «рабочим» участком частотной характеристики является ее низкочастотный участок, примыкающий к частоте $\omega=0$.

Интегрирующее звено. Примером интегрирующего звена является исполнительный электродвигатель *ЭД* (если не считаться с его инерционностью). Управляющий (входной) сигнал — напряжение $x(t)$ (рис. 18-18, *а*) подается обычно на якорь электродвигателя. Если оно постоянно, то электродвигатель будет вращаться с постоянной угловой скоростью, а угол поворота выходного вала [т. е. выходная величина $y(t)$] равномерно возрастать со временем. Таким образом, переходная характеристика интегрирующего звена имеет вид прямой линии *1* (рис. 18-18, *б*). Фазовый сдвиг, создаваемый интегрирующим звеном, постоянен и равен —90°.

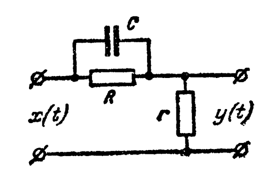


Рис. 18-19. Схема форсирующего звена.

Реальный электродвигатель обладает инерционностью, поэтому при подключении постоянного напряжения его якорь набирает обороты не сразу, а постепенно. Таким образом, электродвигатель представляется соединением двух звеньев: интегрирующего и инерционного, т. е. $W_{дв}=W_и W_{инт}$.

Электродвигатель можно характеризовать коэффициентом передачи, представляющим собой отношение установившейся угловой скорости $\omega_{дв}$ якоря к входному напряжению: $K_{дв}=\omega_{дв}/u_{вх}$ [*рад/сек · в*]. Численно он равен тангенсу угла наклона прямой *1* (рис. 18-18, *б*): $K_{дв}=\text{tg}\,\alpha$.

Форсирующее звено. Примером реального форсирующего звена может служить схема на рис. 18-19, состоящая из параллельной цепочки *RC*, соединенной последовательно с сопротивлением *r*. В отличие от рассмотренных выше звеньев форсирующее звено создает положительный фазовый сдвиг, т. е. в рабочем диапазоне частот фаза выходного напряжения опережает фазу входного, а не отстает от нее.

В теории автоматического регулирования рассматриваются также звенья некоторых других типов.

18-12. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ

Звенья в системе автоматического регулирования соединяются в единую замкнутую цепь, образуя структурную схему. Зная структурную схему системы регулирования, можно изучить поведение и свойства системы, а также правильно рассчитать ее характеристики. Если по каким-либо причинам эти характеристики окажутся неудовлетворительными, то в систему вводят дополнительные корректирующие звенья, обеспечивающие необходимое качество процесса регулирования.

Анализ и подбор характеристик производятся расчетным путем предварительно до того, как система построена. Благодаря этому экономится много сил и средств, а также выясняются пути целенаправленного выбора параметров, наилучшим образом отвечающего поставленным требованиям. В тех случаях, когда система очень сложна и трудно поддается математическому анализу, прибегают к математическому моделированию системы. Для этого каждое из звеньев системы заменяется эквивалентным элементом электронного моделирующего устройства (математической машины)

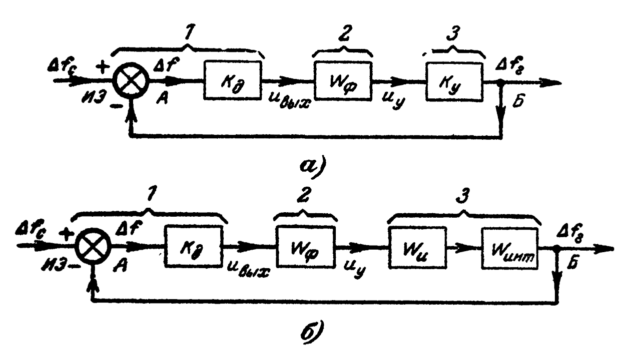


Рис. 18-20. Структурные схемы системы автоматической подстройки частоты.

1 — частотный дискриминатор; *2* — фильтр; *3* — управитель.

и исследуется поведение электронной модели автоматической системы.

Анализу системы предшествует процесс построения структурной схемы, т. е. преобразования отдельных элементов функциональной схемы в динамические звенья. В некоторых случаях преобразование осуществляется весьма просто, иногда же это трудоемкий процесс.

В качестве примера рассмотрим построение структурной схемы системы автоматической подстройки частоты из элементов функциональной схемы, приведенной на рис. 18-12.

Частотный дискриминатор. Напряжение на выходе частотного дискриминатора $u_{вых}=K_д(\Delta f_с-\Delta f_г)=K_д\Delta f$ образуется в результате вычитания из отклонения частоты сигнала (входная величина) $\Delta f_с$ отклонения частоты гетеродина (выходная величина) $\Delta f_г$ и умножения полученной разности на коэффициент передачи дискриминатора $K_д$.

Таким образом, частотный дискриминатор на структурной схеме будет изображен в виде измерительного элемента *ИЭ* и пропорционального звена с коэффициентом передачи $K_д$ (рис. 18-20).

Фильтр. В системах автоматической подстройки частоты чаще всего используется сглаживающий *RC* фильтр с постоянной времени в несколько десятых долей секунды. В структурной схеме этот фильтр отображается и н е р ц и о н н ы м з в е н о м $W_ф$. Выходное напряжение фильтра $u_у=W_ф\,u_{вых}$.

Управитель. Если управитель выполнен в виде р е а к т и в н о й л а м п ы, то выполняемая им операция характеризуется зависимостью $\Delta f_г=K_уu_у$. Поэтому такой управитель представляется пропорциональным звеном с коэффициентом передачи $K_у$. Этот коэффициент показывает, какое отклонение частоты (в герцах) гетеродина $\Delta f_г$ приходится на 1 *в* изменения управляющего сигнала. В результате приходим к структурной схеме, показанной на рис. 18-20, *а*.

Если же управитель выполнен в виде электродвигателя, поворачивающего ротор контурного конденсатора, то для получения $\Delta f_г$ необходимо, чтобы сигнал $u_у$ прошел через звено $W_{дв}$, состоящее в свою очередь из двух звеньев: интегрирующего $W_{инт}$ и инерционного $W_и$. Таким образом, получается структурная схема, показанная на рис. 18-20,*б*.

В этих двух схемах не представлено в явном виде приемное устройство. Его действие, однако, учитывается коэффициентом передачи дискриминатора $K_д$. Действительно, при поступлении на вход приемника сигнала амплитуды $U_{mвх}$ амплитуда напряжения на каждом из контуров частотного дискриминатора в точке резонанса (рис. 18-10) будет $U_m=K_{пр}U_{mвх}$, где $K_{пр}$ — коэффициент усиления предшествующих каскадов приемника. С другой стороны, при каждой заданной расстройке выходное напряжение дискриминатора будет тем выше, чем больше напряжения на контурах. Таким образом, для участка *АБ* характеристики дискриминатора (рис. 18-10, *б*)

$$u_{вых}=K_{вых}U_m\Delta f=K_{вых}K_{пр}U_{mвх}\Delta f,$$

где $K_{вых}$ — некоторый постоянный коэффициент.

Сравнивая это выражение с равенством для $u_{вых}$ на стр. 292 приходим к заключению, что

$$K_д=K_{вых}U_m=K_{вых}K_{пр}U_{mвх}.$$

Как будет видно из дальнейшего, для обеспечения требуемого качества регулирования необходимо (но, конечно, недостаточно), чтобы коэффициенты передачи всех звеньев системы (в том числе и коэффициент $K_д$) были постоянными. В рассматриваемом примере коэффициент $K_д$ зависит от таких непостоянных величин, как $K_{пр}$ (этот коэффициент изменяется вследствие действия автоматической регулировки усиления) и $U_{mвх}$. Чтобы сделать величину $K_д$ постоянной, необходимо перед частотным дискриминатором установить ограничитель. Тогда после превышения порога ограничения напряжение на контурах дискриминатора, а следовательно, и величина $K_д$ будут постоянными.

Аналогично составляются структурные схемы других систем регулирования. Структурные схемы разнородных по физической природе систем регулирования могут быть одинаковыми. Так, например, структурная схема автоматического радиопеленгатора отличается от рассмотренной структурной схемы лишь величиной коэффициентов и наличием дополнительных инерционных звеньев.

18-13. АНАЛИЗ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Анализ систем регулирования складывается из трех этапов: 1) определения устойчивости; 2) определения ошибок в установившемся режиме; 3) определения ошибок в переходном режиме. Последние два этапа составляют задачу определения к а ч е с т в а р е г у л и р о в а н и я. Поясним содержание каждой из этих задач.

Устойчивость. Сигнал, поступивший на вход системы, проходит через все динамические звенья и выходной сигнал подается обратно на элемент сравнения, где вычитается из входного сигнала. Входной сигнал можно представить состоящим из большого числа близкорасположенных гармонических составляющих. При прохождении через динамические звенья каждая из таких составляющих изменяется по амплитуде и претерпевает фазовый сдвиг в соответствии с амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристиками звеньев. Допустим,

что на какой-либо частоте фаза колебаний при прохождении через все динамические звенья (от *А* до *Б*, на рис. 18-20, *б*) изменяется на 180°, причем коэффициент передачи для этой частоты больше единицы. В результате вычитания в элементе сравнения фаза изменяется дополнительно на 180°. Таким образом, на вход (в точку *А*) будут поступать усиленные колебания в фазе с входными. После прохождения через все динамические звенья колебания опять возрастут по амплитуде и вновь в фазе поступят на вход и т. д. Амплитуда колебаний будет нарастать и система потеряет устойчивость, а неустойчивая система неработоспособна.

Система автоматической подстройки частоты, структурная схема которой представлена на рис. 18-20, *а*, всегда устойчива, поскольку максимальный сдвиг фаз, который может быть в прямой цепи, не превосходит 90° (между точками *А* и *Б* имеется одно инерционное звено). Напротив, сдвиг фаз в цепи, структурная схема которой изображена на рис. 18-20, *б*, может достигать 270° (по 90° в двух инерционных звеньях и 90° в интегрирующем звене). Может оказаться, что на некоторой частоте, где сдвиг фаз составляет 180°, коэффициент передачи системы между точками *А* и *Б* превысит единицу и система потеряет устойчивость.

Имеются определенные правила, согласно которым можно определить, будет ли система при заданных параметрах устойчива. Эти правила называют критериями устойчивости. Наиболее употребительны три критерия: алгебраический (или критерий Рауса—Гурвица), амплитудно-фазовый (или критерий Найквиста) и частотный (критерий Михайлова). Формулировка этих критериев и методы их применения имеются в книгах по теории автоматического регулирования.

Для того чтобы обеспечить устойчивость, в систему вводятся стабилизирующие звенья. Обычно это фазоопережающие, например, форсирующие звенья (см. рис. 18-19). Там, где усиление превышает единицу, они позволяют уменьшить фазовые сдвиги колебаний «опасных» частот до величины, меньшей 180°. Имеются и другие методы достижения устойчивости.

Установившийся режим. После затухания переходных процессов в системе наступает установившийся режим. В зависимости от типа системы при рассмотрении установившихся режимов в качестве входного сигнала рассматривают постоянный или нарастающий по определенному закону сигнал (обычно по линейному или квадратичному). Рассмотрим поведение системы в установившемся режиме на примере системы автоматической подстройки частоты.

При подаче на вход системы со структурной схемой, содержащей электродвигатель (рис. 18-20, *б*), постоянного отклонения частоты сигнала Δf_{c0} на выходе возникнет отклонение частоты гетеродина $\Delta f_{г0}$, которое в установившемся режиме будет также постоянным. Отклонение промежуточной частоты $\Delta f_0 = \Delta f_{c0} - \Delta f_{г0}$ должно быть равным нулю. Только в этом случае напряжение на управителе будет равно нулю и якорь электродвигателя, а вместе с тем ротор конденсатора будут неподвижны (частота гетеродина постоянна). При изменении частоты сигнала появится расстройка и напряжение на управителе станет отличным от нуля. Якорь электродвигателя начнет вращаться, а частота гетеродина будет изменяться. Расстройка будет уменьшаться до тех пор, пока не станет равной нулю. Тогда электродвигатель остановится, поскольку напряжение на управителе также станет равным нулю.

Таким образом, благодаря наличию интегрирующего звена (электродвигателя) система в установившемся режиме не имеет ошибок, если входной сигнал постоянен. Системы, содержащие в прямой петле регулирования интегрирующие звенья (например, на рис. 18-20, *б*) и поэтому отрабатывающие постоянный входной сигнал без ошибок, называются а с т а т и ч е с к и м и.

Если входной сигнал изменяется пропорционально времени (по линейному закону) со скоростью v_0, то в установившемся режиме расстройка Δf_0 и напряжение на управителе будут постоянными, а якорь электродвигателя будет вращаться с постоянной скоростью. Это означает, что частота гетеродина будет также изменяться с постоянной скоростью v_0. Тогда при этом условии расстройка будет постоянной, а режим установившимся.

Ясно, что благодаря различию частот напряжение на входе управителя $u_у = K_д \Delta f_0$ и якорь электродвигателя вращается пропорционально $u_у$, так что скорость v_0 изменения частоты гетеродина также пропорциональна $u_у$, т. е. $v_0 = K_{дв} u_у = K_{дв} K_д \Delta f_0$. Отсюда следует важное соотношение

$$\Delta f_0 = \frac{v_0}{K_v},$$

где $K_v = K_{дв} K_д$ — коэффициент передачи (или добротность системы), 1/*сек*.

Это соотношение является общим для всех систем, содержащих одно интегрирующее звено (или, как говорят, систем с астатизмом первого порядка), и выражает следующее правило: *ошибка астатических систем с астатизмом первого порядка в установившемся режиме при входном сигнале, изменяющемся с постоянной скоростью, равна отношению скорости изменения сигнала к коэффициенту передачи системы.* Эту ошибку называют иногда скоростной. Для уменьшения скоростной ошибки следовало бы увеличивать коэффициент передачи системы, но чрезмерно большое его увеличение может привести к неблагоприятным переходным характеристикам и даже к потере устойчивости.

Для систем с астатизмом второго порядка (с двумя интегрирующими звеньями) в установившемся режиме при воздействии сигнала с постоянным ускорением a_0 ошибка по скорости равна нулю, но при этом возникает ошибка по ускорению, равная отношению ускорения a_0 к коэффициенту передачи системы. Чем выше астатизм системы, тем сложнее обеспечить ее устойчивую работу и необходимые динамические характеристики.

При подаче постоянного отклонения частоты сигнала Δf_{c0} на вход системы со структурной схемой на рис. 18-20, *а* возникает напряжение на входе управителя и частота гетеродина изменяется на величину $\Delta f_{г0}$. Соответственно промежуточная частота будет отклоняться от своего номинального значения на величину $\Delta f_0 = \Delta f_{c0} - \Delta f_{г0}$. Все эти величины в установившемся режиме будут постоянными.

Между остаточной расстройкой Δf_0 и параметрами системы имеется определенное соотношение. Напряжение на выходе частотного дискриминатора будет постоянно и равно $u_{вых} = K_д \Delta f_0$. Напряжение на входе и выходе фильтра при этом будет одинаково ($u_у = u_{вых}$). Следовательно, отклонение частоты гетеродина $\Delta f_{г0} = K_у u_у = K_у u_{вых} = K_у K_д \Delta f_0$. Отсюда следует, что $\Delta f_0 = \Delta f_{c0} - K_у K_д \Delta f_0$ и остаточная расстройка

$$\Delta f_0 = \frac{\Delta f_{c0}}{1+K} = \frac{\Delta f_{c0}}{K_п},$$

где $K = K_у K_д$ — коэффициент усиления системы;
$K_п = 1 + K$ — коэффициент автоподстройки частоты.

В схеме системы автоматической подстройки частоты в установившемся режиме имеется относитель-

ная ошибка, называемая статизмом системы

$$s = \frac{\Delta f_0}{\Delta f_{c0}} = \frac{1}{1+K}.$$

Системы, не содержащие в прямой цепи интегрирующих звеньев, называются статическими. Они могут содержать любые другие звенья (инерционные, колебательные, пропорциональные, форсирующие и т. п.). Статические системы в установившемся режиме при постоянном входном сигнале характеризуются относительной ошибкой — статизмом, величина которой тем меньше, чем больше коэффициент передачи системы.

Переходный режим. Этот режим в системе возникает при любом изменении входного сигнала. Обычно его описывают переходной характеристикой, для чего на вход подают единичный ступенчатый сигнал и наблюдают, как будет изменяться выходная величина. Если бы система была идеальной, то она воспроизводила бы входной ступенчатый сигнал идеально точно. Однако вследствие инерционности выходной сигнал устанавливается не сразу. Типовая переходная характеристика имеет вид колебательно-затухающей кривой с одним-двумя выбросами (рис. 18-21).

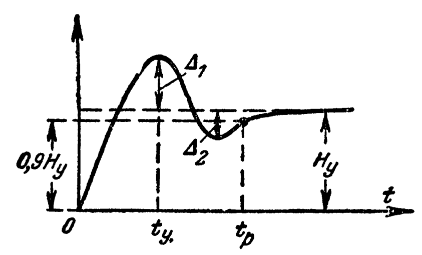


Рис. 18-21. Типовая переходная характеристика следящей системы и показатели качества регулирования.

Переходная характеристика служит для оценки качества регулирования, т. е. степени пригодности системы автоматического регулирования к практическому использованию. Качество регулирования принято характеризовать показателями качества. К ним относятся: 1) время регулирования $t_р$, т. е. время, прошедшее от начала процесса до момента, когда переходная характеристика станет близкой к установившемуся значению (0,9 $H_у$); 2) время установления $t_у$, т. е. время до момента достижения первого максимума; 3) число и величина выбросов переходной характеристики относительно установившегося значения (перерегулирований) $\Delta_1, \Delta_2, \ldots$; 4) величина установившегося значения $H_у$ переходной характеристики.

Для астатической системы установившееся значение равно единице, поскольку при постоянном входном воздействии выходная и входная величины одинаковы. Для статической же системы установившееся значение $H_у = \frac{K}{1+K}$, так как входная величина $\theta_{вх}$ в установившемся режиме воспроизводится с ошибкой $\Delta\theta$, причем в соответствии с выражением для статизма системы

$$\frac{\Delta\theta}{\theta_{вх}} = s = \frac{1}{1+K} \text{ и } H_у = \frac{\theta_{вх} - \Delta\theta}{\theta_{вх}} = 1 - \frac{1}{1+K} = \frac{K}{1+K}.$$

Показатели качества описывают процесс менее подробно, чем переходная характеристика. Но в практике этого бывает достаточно. Вид переходной характеристики и показатели качества зависят от параметров системы: коэффициента передачи, числа и величины постоянных времени инерционных и колебательных звеньев и др. Некоторые из этих параметров бывают заранее определены. Так, например, в статической системе автоматической подстройки частоты коэффициент K выбирается по заданной установившейся ошибке. В астатической системе аналогично выбирается коэффициент K_v и, кроме того, заранее выбирается электродвигатель, имеющий определенную инерционность.

Может оказаться, что при этих параметрах показатели качества получатся неудовлетворительными. Тогда в систему регулирования вводят дополнительные элементы — корректирующие динамические звенья. Тип звеньев и их параметры определяются заранее, до практического построения системы. Такой подбор и расчет корректирующих элементов называют синтезом автоматического регулирования.

Существуют эффективные методы синтеза, позволяющие быстро и с достаточной для практики точностью произвести подбор звеньев и рассчитать систему по заранее заданным показателям качества. Рациональный выбор показателей качества является отдельной и часто достаточно сложной задачей. Помимо того, при синтезе требуется, чтобы система удовлетворяла дополнительным условиям, при выполнении которых действие внешних возмущений на систему сводится к минимуму.

18-14. ТОЧНОСТЬ И ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Система автоматического регулирования находится под влиянием различных воздействий. Некоторые из них должны воспроизводиться системой с возможно большей степенью точности. Они являются полезными и называются управляющими воздействиями. Помимо этого, на систему могут воздействовать различные внешние возмущения, которые должны отсеиваться системой, на которые она должна реагировать в наименьшей степени. Такие мешающие воздействия называют помехами.

Для системы автоматической подстройки частоты управляющим воздействием является изменение частоты сигнала $\Delta f_с$. Выходной сигнал системы $\Delta f_г$ должен возможно точнее вопроизводить величину $\Delta f_с$. Внешними возмущениями для этой системы являются, например, изменения температуры, приводящие к изменению настройки частотного дискриминатора и уходу частоты гетеродина, а также шум, поступающий на вход приемника вместе с сигналом. Эти воздействия приводят к тому, что частота гетеродина изменяется, хотя частота сигнала остается неизменной. Система же должна действовать так, чтобы изменения частоты сигнала воспроизводились на выходе возможно точнее, а на внешние возмущения эта система реагировала в наименьшей степени.

В автоматическом радиопеленгаторе управляющим воздействием является угол, на который смещается радиостанция: он должен воспроизводиться системой путем поворота антенной системы. Мешающими воздействиями для такой системы будут шумы, проникающие на вход приемника вместе с сигналом, порывы ветра, действующие на антенну, сигналы других радиостанций и т. п.

Систему автоматического регулирования можно рассматривать как некоторый фильтр, на вход которого поступает управляющее воздействие $\theta_{вх}$ и помехи $\theta_п$ (рис. 18-22). Выходной сигнал $\theta_{вых}$ фильтра (управляющее воздействие) должен как можно точнее воспроизводить этот входной сигнал. Поэтому по отношению к управляющему воздействию полоса пропускания фильтра должна быть возможно более широкой. С другой

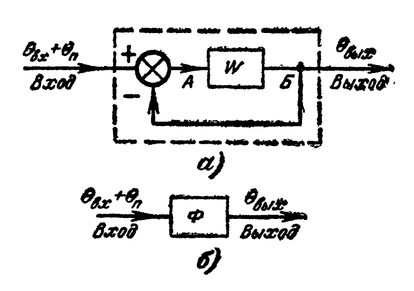


Рис. 18-22. Представление следящей системы фильтром.

а — исходная система (в блок *W* объединены все динамические звенья системы); *б* — следящая система как фильтр (блок *Ф* представляет все элементы системы между входом и выходом).

стороны, на этот фильтр действуют также и помехи. Так как помехи должны подавляться системой, то по отношению к ним полоса системы должна быть возможно более узкой (в пределе нулевой). Оба эти требования противоречивы. Поэтому полосу пропускания нужно выбрать так, чтобы сделать систему возможно более точной, т. е. обеспечить небольшую ошибку в воспроизведении управляющего сигнала и небольшую ошибку, вызванную действием помех.

Точность системы оценивается ошибкой воспроизведения, под которой понимается разность между управляющим воздействием $\theta_{вх}$, т. е. той величиной, которую должна воспроизводить система, и той величиной, которая имеется на выходе системы $\theta_{вых}$. В примере системы автоматической подстройки частоты ошибкой воспроизведения является величина $\Delta f = \Delta f_с - \Delta f_г$, причем $\Delta f_г$ — отклонение частоты сигнала, вызванное управляющими воздействиями и помехой.

Система должна быть сконструирована так, чтобы ошибка воспроизведения была минимально возможной, т. е. чтобы система обладала возможно большей точностью. Выбор параметров системы, удовлетворяющих этому условию, называется о п т и м и з а ц и е й, а система, обладающая минимальной ошибкой, называется о п т и м а л ь н о й.

Для решения задачи оптимизации необходимо выбрать количественные характеристики ошибки воспроизведения, а также задаться характеристиками сигналов и помех. Система, оптимальная по отношению к одному типу воздействий и одним характеристикам ошибки, может оказаться неоптимальной по отношению к другому типу воздействий или другим характеристикам ошибки.

Чаще всего предполагают, что управляющее воздействие и помехи являются случайными функциями времени. Ошибка в этом случае тоже будет случайной и количественно ее удобно характеризовать с р е д н е к в а д р а т и ч е с к о й величиной. Наиболее часто в качестве критерия оптимизации системы используют минимум среднеквадратической ошибки системы. Во многих случаях практики такой критерий дает удовлетворительные результаты и широко используется для подбора параметров корректирующих устройств.

18-15. САМОНАСТРАИВАЮЩИЕСЯ СИСТЕМЫ

Некоторые системы автоматического регулирования работают в условиях резкого изменения внешних условий, когда параметры объекта регулирования не остаются постоянными. Типичным примером такого объекта может служить самолет с автопилотом. Характеристики самолета сильно зависят от высоты и скорости полета, полетного веса и т. п. Так как объект является одним из элементов системы регулирования, то изменение внешних условий вызывает изменение показателей качества регулирования.

Отсюда следует, что система, рассчитанная на оптимум, вследствие изменения внешних условий перестает быть оптимальной. Для восстановления оптимального режима необходимо изменить параметры системы регулирования. Требуемую установку параметров можно осуществить вручную и автоматически.

Система автоматического регулирования, параметры которой изменяются в соответствии с изменением внешних условий для достижения характеристик требуемой точности управления, называется с а м о н а с т р а и в а ю щ е й с я. Такие системы используют информацию не только об изменении входной величины, но и об изменении внешних условий, т. е. обладают свойством п р и с п о с о б л е н и я к внешним условиям.

Различают две группы самонастраивающихся систем: системы с разомкнутыми (рис. 18-23, *а*) и системы с замкнутыми (рис. 18-23, *б*) цепями настройки.

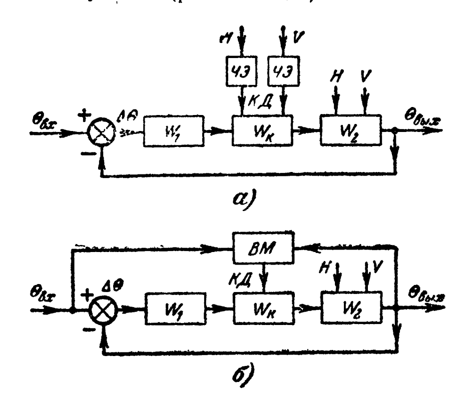


Рис. 18-23 Функциональные схемы самонастраивающихся систем.

а — с разомкнутыми корректирующими цепями; *б* — с замкнутыми корректирующими цепями; W_1 и W_2 — элементы следящей системы; $W_к$ — корректирующие элементы; *ВМ* — вычислительная машина; *КД* — корректирующее действие, *H* и *V* — внешние условия; *ЧЭ* — чувствительные элементы.

Системы с разомкнутыми цепями настройки корректирующих цепей. Такая система снабжается чувствительными элементами, реагирующими на изменение внешних условий. Выходные сигналы этих элементов воздействуют на цепи коррекции и меняют их параметры заранее определенным образом.

Системы с замкнутыми цепями настройки корректирующих цепей. В этих системах контролируются характеристики объекта регулирования и если они изменяются, то устройство контроля воздействует на корректирующие цепи. Этим компенсируются изменения внешних условий и восстанавливается требуемая точность управления.

Для измерения параметров системы используется дополнительный генератор сигналов или естественные возмущающие силы, действующие в системе регулирования. На рис. 18-23, *б* представлена одна из возможных функциональных схем этого типа. Контроль характеристик всей системы регулирования осуществляется путем сопоставления выходных и входных сигналов в специальном вычислительном устройстве. В результате такого сравнения вырабатываются дополнительные сигналы, с помощью которых регулируются параметры корректирующих устройств или каких-либо других элементов системы с тем, чтобы процесс регулирования приблизить к оптимальному.

Контроль динамических характеристик объекта может производиться также на основе измерений реакции объекта на испытательные сигналы. Результаты этой реакции после прохождения устройства контроля подаются на корректирующие устройства, чем достигаются требуемые характеристики системы.

Наконец, различают самонастраивающиеся системы экстремального регулирования, в которых производится слежение за максимумом или минимумом определенной величины. Примером может служить система автоматической настройки контура в резонанс с некоторой образцовой частотой. В экстремальной системе производится поиск максимума (для этого служит специальный поисковый сигнал) и определение стороны отклонения. Затем осуществляется движение системы по направлению к максимуму или минимуму (экстремуму).

Самонастраивающиеся системы значительно совершеннее обычных, поскольку они сохраняют необходимые качества при изменении внешних условий путем более полного учета информации, поступающей на систему, т. е. обладают свойством приспосабливаемости. В этом отношении они отдаленно напоминают живые организмы, где это свойство развито в очень сильной степени.

ЛИТЕРАТУРА

Полетаев И. А., Сигнал, изд-во «Советское радио», 1958.

Справочник радиолюбителя под общей редакцией А. А. Куликовского, изд. 3-е, Госэнергоиздат, 1963.

Гончаренко М. Н., Кибернетика в военном деле, изд-во ДОСААФ, 1963.

Кобринский Н., Пекелис В., Быстрее мысли, изд-во «Молодая гвардия», 1963.

Шадринцев И. С., Что такое кибернетика, Воениздат, 1963.

Берг А. И, Кибернетика — наука об оптимальном управлении, изд-во «Энергия», 1964.

ГЛАВА ДЕВЯТНАДЦАТАЯ

РАДИОУПРАВЛЕНИЕ И РАДИОТЕЛЕМЕТРИЯ

За последнее время чрезвычайно бурно развилась и достигла высокой степени совершенства одна из важнейших отраслей радиоэлектроники — радиотелемеханика, занимающаяся вопросами контроля и управления на расстоянии различными процессами и объектами при помощи радиотехнических устройств. Из всех известных средств радиотелемеханики в настоящее время наибольшее распространение получили радиотехнические системы управления и радиотелеметрические системы. Радиотехнические системы управления представляют собой совокупность приборов и устройств для управления различными объектами и процессами на расстоянии с использованием радиосредств. Радиотелеметрические системы предназначаются для передачи на расстояние результатов измерений

Радиотелемеханические системы широко применяются при автоматизации производственных процессов в промышленности, сельском хозяйстве, на транспорте. Проведение успешных исследований в космическом пространстве с помощью ракет и искусственных спутников Земли стало возможным благодаря использованию для этого радиотелемеханических средств, осуществляющих управление космическими объектами на определенных наиболее важных этапах их полета и передачу научных данных на Землю. Радиотелемеханические устройства успешно применяются и радиолюбителями для управления авиамоделями, роботами и другими телеуправляемыми объектами.

19-1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Процесс управления некоторым объектом по существу сводится к устранению появляющегося с течением времени рассогласования (отклонения) между заданными и действительным состояниями (режимами) этого объекта. Рассогласование в процессе управления может возникнуть в результате влияния различных мешающих факторов (возмущений).

При неавтоматическом управлении оператор, установив предварительно необходимое состояние (режим), непосредственно или по приборам наблюдает за управляемым объектом. При наличии отклонения, а также в том случае, когда требуется изменить режим, оператор осуществляет соответствующее воздействие на объект управления и восстанавливает заданное течение процесса. Так, например, летчик, изменяя положения элеронов и руля направления, может поддерживать курс самолета постоянным, независимо от действия атмос-

ферных возмущений, или нужным образом изменять направление полета. Наличие соответствующих приборов на самолете дает возможность правильно водить самолеты в любых метеорологических условиях.

На практике часто ставится задача стабилизации тех или иных параметров процесса или режима работы управляемого объекта (поддержание постоянства давления пара в котле, скорости вращения вала двигателя,

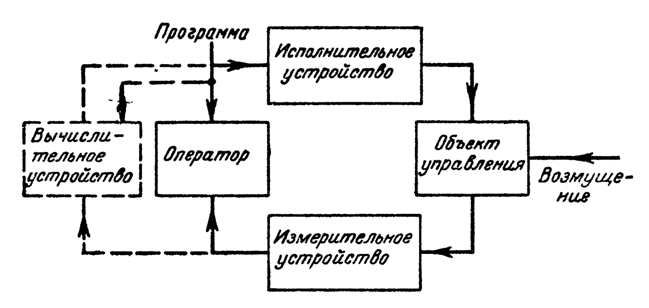


Рис 19-1. Функциональная схема системы управления.

выходного напряжения генератора электрической станции и т. п.). Вместе с тем можно назвать большое количество случаев, когда требуется управлять процессами и режимами, течение которых должно изменяться во времени. Так как при управлении необходимо сводить к нулю появляющиеся рассогласования, то, очевидно, нужно уметь определять действительное состояние объекта и знать заданный режим его работы для каждого момента времени. В неавтоматических системах эти операции выполняет человек, который с помощью измерительного устройства наблюдает за объектом (процессом) и данные наблюдений сравнивает с имеющейся у него программой работы объекта (рис. 19-1).

Если функции оператора передать автоматическим измерителям и счетно-решающим устройствам, то можно создать автоматическую систему управления. В ее состав входят измерительное устройство, обеспечивающее контроль за состоянием управляемого объекта, счетно-решающее (вычислительное) устройство (на рис. 19-1 показано штриховыми линиями), вырабатывающее сигналы рассогласования на основании сопоставления действительного и необходимого состояний управляемого объекта, и исполнительное устройство (механизм отработки), преобразующее выходные сигналы вычислительного устройства в непосредственное воздействие на управляемый объект. Работа системы автоматического управления может корректироваться вводом в вычислительное устройство сигналов коррекции в случае, когда нужно изменить требуемый режим управляемого объекта.

Из рассмотрения рис. 19-1 следует, что системы управления являются замкнутыми. В неавтоматических системах замыкание осуществляется посредством оператора, а в автоматических с помощью вычислительного устройства. Однако имеются и незамкнутые системы управления, в которых исполнение посылаемой команды непосредственно не контролируется.

Управляемый объект может находиться как вблизи, так и на удалении от места, где вырабатываются управляющие сигналы. Если управляемый объект удален, то вырабатываемые сигналы управления приходится передавать после предварительных преобразований по радио или по проводам. Эти преобразования обусловливаются, как правило, характеристиками используемых каналов связи. Однако, независимо от того, как расположен объект, сущность процесса управления им не изменяется. Она всегда заключается в задании необходимого состояния и устранении рассогласования, которое появляется с течением времени между заданным и действительным состояниями управляемого объекта.

Совокупность приборов и устройств, необходимых для управления объектом или процессом на расстоянии, образует систему телеуправления. Системы телеуправления, в состав которых входят радиосредства, называются радиотелемеханическими системами или системами радиотелеуправления. Одними из важнейших частей любой системы телеуправления являются система контроля за состоянием управляемого объекта и система формирования и передачи корректирующих сигналов (команд). Системы телеуправления (рис. 19-2) подразделяются на неавтоматические и автоматические.

В неавтоматической системе телеуправления с помощью системы контроля осуществляются формирование и передача на пункт управления сигналов, характеризующих текущее состояние управляемого объекта. На пункте управления эти сигналы отмечаются стрелочными или другими приборами (табло) так, чтобы оператор, осуществляющий управление, мог быстро и безошибочно их воспринимать. В процессе управления требуемый режим работы объекта должен быть известен оператору или же может задаваться путем специальных программных устройств, дополнительных систем контроля и т. п. Оператор сравнивает текущее состояние объекта, определяемое по показаниям приборов системы контроля, с требуемым состоянием. При наличии рассогласования вырабатывается корректирующая команда, которая подается на управляемый объект. Принятые на объекте команды преобразуются в соответствующие воздействия на органы управления, восстанавливающие необходимое течение управляемого процесса.

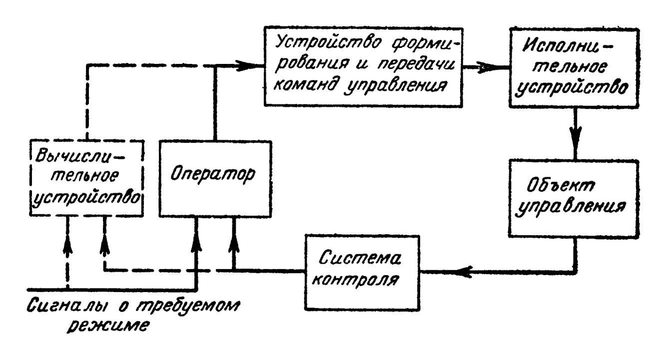


Рис. 19-2. Функциональная схема системы телеуправления.

В автоматической системе телеуправления сравнение параметров текущего и заданного режимов работы управляемого объекта осуществляется вычислительным устройством (на рис. 19-2 показано штриховыми линиями). На вход вычислительного устройства поступают сигналы, характеризующие текущее и заданное состояния (режимы) управляемого объекта. Сигналы о текущем режиме формируются и передаются в вычислительное устройство системой контроля. В качестве источни-

ков сигналов, характеризующих требуемый (заданный) режим объекта, могут использоваться, так же как и в неавтоматических системах телеуправления, программные устройства, дополнительные системы контроля и т. п. Выходной сигнал вычислительного устройства характеризует измеренное значение рассогласования между действительным и заданным режимами управляемого объекта. Этот сигнал поступает в устройство формирования и передачи команд управления, где преобразуется в команду, посылаемую на управляемый объект. С помощью исполнительных устройств принятые команды после соответствующих преобразований воздействуют на органы управления объектом.

19-2. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Если расстояние между пунктом управления и управляемым объектом велико, то применение проводных каналов связи становится нерациональным. В этих случаях передача информации из одного места в другое производится с помощью радиосредств.

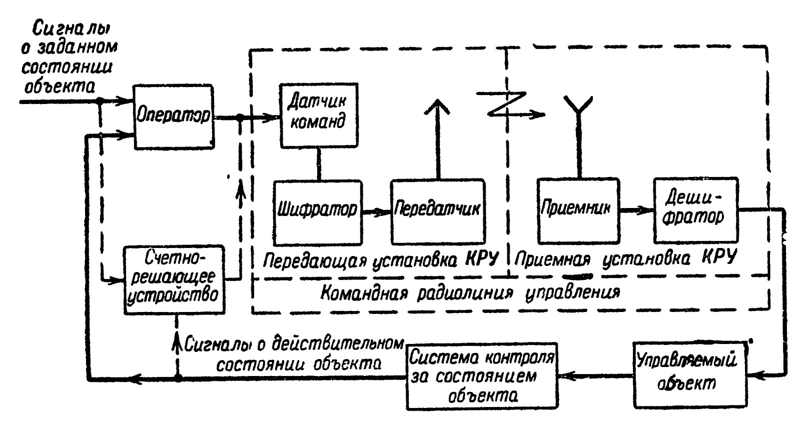


Рис. 19-3. Функциональная схема системы командного радиоуправления.

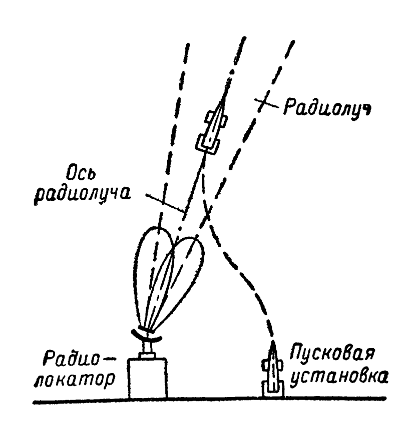


Рис. 19-4. Схема радиоуправления объектом в пространстве при помощи радиолуча.

Радиотелемеханические системы управления наиболее целесообразны для управления движущимися объектами. Они, как правило, сложнее проводных. Особенно сложными и громоздкими эти системы получаются в том случае, если необходимо одновременно передавать по радио корректирующие команды и сигналы контроля, а также при использовании радиотехнических устройств для задания режима работы управляемого объекта. Другая специфическая особенность радиотехнических систем управления заключается в их подверженности действию радиопомех.

Различают следующие виды радиотехнических систем управления: системы командного радиоуправления, системы управления по радиолучу, системы самонаведения, автономные системы и комбинированные системы.

Системы командного радиоуправления характеризуются тем, что команды формируются пунктом управления на основе измеренного рассогласования между фактическим и требуемым состоянием управляемого объекта. Сформированные сигналы команд передаются на объект управления по командной радиолинии управления (рис. 19-3). Передающая установка располагается на пункте управления. Она связана через оператора или счетно-решающее устройство с выходом системы контроля, которая вырабатывает сигналы, характеризующие истинное состояние управляемого объекта. Приемная установка размещается на объекте.

Определение сигнала рассогласования в неавтоматических системах командного управления производит оператор. Последний воздействует на датчик команд (командный прибор), который в таких системах является входным устройством командного радиоуправления. Действия оператора обычно сводятся к угловым перемещениям ручки управления (датчика команд), осуществляемым в соответствии с величиной и знаком сигнала рассогласования. С выхода датчика команд снимается электрический сигнал, один из параметров которого изменяется пропорционально отклонению ручки командного прибора. В автоматических системах оператора заменяет счетно-решающее устройство, которое также вырабатывает сигнал команды, величина которого определяется измеренным значением сигнала рассогласования.

Сигналы, полученные на выходе датчика команд, поступают в шифратор, где осуществляются их кодирование и суммирование с сигналами, поступившими с других датчиков команд Сущность кодирования состоит в том, что посылаемым сигналам придаются различные качественные признаки, по которым они могут быть разделены по соответствующим каналам на телеуправляемом объекте (приемной стороне). Суммарные электрические сигналы с выхода шифратора подаются в передатчик, где ими модулируются высокочастотные колебания.

Радиосигналы передатчика пункта управления принимаются приемником, установленным на телеуправляемом объекте. Принятые колебания усиливаются и детектируются. В результате на выходе приемника получаются сигналы, аналогичные тем, которые поступали с шифратора на передатчик. Выделенный таким образом суммарный сигнал всех команд, посланных с пункта управления, подается в дешифратор, где производится разделение их по соответствующим каналам. Разделение происходит на основании тех качественных признаков, которые были приданы различным командам в шифраторе. С дешифратора сигналы команд поступают

на исполнительные устройства, приводящие в действие органы управления объекта.

Системы командного радиоуправления находят широкое применение для наведения самолетов и ракет, в промышленности, при различных научных исследованиях, а также для управления на расстоянии различными моделями и роботами. При командном управлении система контроля является важнейшей составной частью общей системы управления.

Системы управления по радиолучу представляют собой разновидность систем командного телеуправления. Сущность управления по радиолучу сводится к следующему. С помощью радиоаппаратуры (радиолокатора), устанавливаемой на пункте управления, в нужном направлении создается радиолуч (рис. 19-4). Ось радиолуча, называемая равносигнальной линией, образуется в результате вращения диаграммы направленности антенны. Она характеризует линию равных интенсивностей радиосигналов. Управляемый объект, на котором установлен приемник с направленной в сторону облучающего радиолокатора антенной, вводится в радиолуч.

Если объект, перемещаясь в пространстве, находится на оси луча (равносигнальной линии), то приемное устройство объекта принимает сигналы радиолокатора в течение периода вращения диаграммы направленности антенны с одинаковой амплитудой. Отклонение объекта от равносигнальной линии приводит к появлению амплитудной модуляции принимаемых сигналов (высокочастотных импульсов) по синусоидальному закону с частотой вращения диаграммы направленности антенны. Глубина модуляции при этом пропорциональна величине отклонения объекта от оси вращения луча, а фаза огибающей импульсов определяет направление отклонения объекта.

Из принятых приемником сигналов после детектирования и соответствующих преобразований выделяется напряжение сигнала рассогласования. Для того чтобы получить управляющие напряжения, необходимо сигнал рассогласования сравнить с опорными напряжениями, характеризующими закон вращения диаграммы направленности.

Опорные напряжения на управляемый объект подаются с пункта управления посылкой специальных кодированных сигналов, например путем частотной модуляции облучающих сигналов. С изменением направления луча изменяется направление движения управляемого объекта.

В системе управления по радиолучу точность наведения по мере удаления объекта от радиолокатора ухудшается примерно пропорционально удалению объекта от пункта управления. Это объясняется расширением сечения луча с увеличением дальности. Для уменьшения ошибки наведения стремятся сделать направляющий луч более узким.

В системах самонаведения, применяемых для управления ракетами, формирование сигналов управления основано на использовании энергии, приходящей на управляемый объект от поражаемой цели. Это может быть энергия электромагнитных колебаний, теплового излучения (инфракрасные лучи), световая энергия и т. п. На управляемой ракете устанавливается аппаратура, воспринимающая приходящую энергию и вырабатывающая сигналы, под действием которых ракета направляется на источник излучения.

Наибольшее распространение получили полуактивные радиотехнические системы самонаведения, в которых для формирования управляющих сигналов используется энергия электромагнитных колебаний, отраженных от цели при ее облучении посторонним источником таких колебаний. При управлении по радиолучу и самонаведении не требуется использование дополнительных систем контроля.

Автономные системы управления служат для управления объектом по заранее заданной программе с помощью аппаратуры, размещаемой на самом объекте. Для формирования команд управления в этих системах не используются сигналы, которые могут поступать с пункта управления или от поражаемой цели. Автономные радиотехнические системы используются в основном для управления положением летательных аппаратов в пространстве.

Для формирования управляющих сигналов в автономных радиотехнических системах может использоваться энергия электромагнитных колебаний, отраженных от земной или морской поверхностей при облучении этих поверхностей источником колебаний, расположенном на самом управляемом объекте. Возможно также использование энергии излучения солнца и других небесных тел.

Радиосигналы, характеризующие текущее положение объекта в пространстве, воспринимаются радиотехническими автономными системами контроля. На выходе этих систем образуются сигналы, которые после необходимых преобразований подаются в счетно-решающее устройство, где осуществляется сравнение текущих значений параметров положения объекта с заданными. При рассогласовании между ними вырабатываются соответствующие команды, обеспечивающие отклонение рулей и возвращение управляемого объекта на заданную траекторию движения.

В качестве автономных радиотехнических систем контроля могут использоваться допплеровские системы и радиоастронавигационные устройства.

Комбинированные системы управления представляют собой сочетание рассмотренных четырех типов систем управления. При комбинированном управлении в одно и то же время или в разные отрезки времени управление объектом осуществляется разными способами. Такие системы широко применяются для управления различными ракетами. На начальном участке траектории полета ракет для их наведения используется, например, система командного управления или система управления по радиолучу, а на конечном — система самонаведения.

19-3. СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ

Состояние того или иного телеуправляемого объекта может характеризоваться самыми различными параметрами. В задачу системы контроля входит измерение этих параметров и регистрация их значений на пункте управления. При управлении объектами на расстоянии в общем случае нужно измерять параметры траектории движения объекта и параметры процессов, происходящих на самом объекте.

Во многих случаях при управлении подвижным объектом от системы контроля требуются только результаты внешнетраекторных измерений (координаты объекта, направление и величина скорости и ускорения его движения). Параметры процессов, происходящих на самом объекте (в том числе и неподвижном), измеряются при управлении состоянием отдельных его агрегатов и устройств. Этими параметрами могут быть все физические величины (температура, давление, геометрические размеры и т. п.).

Известны следующие системы контроля: визуальные, телевизионные, радиолокационные и радиотелеметрические. Применение той или иной системы контроля зависит в первую очередь от решаемых задач и характера измеряемых параметров.

Визуальная система контроля. В наиболее простых радиотелемеханических системах наблюдение за телеуправляемым объектом осуществляется визуально. Если в результате такого наблюдения будет установлено, что истинное положение (состояние) объекта отличается от необходимого, то по командной радиолинии подается корректирующий сигнал на устранение появившегося отклонения. Для увеличения дальности видимости управляемого объекта на пункте управления могут использоваться оптические приборы, а на самом объекте устанавливаются световые сигнальные огни. Системы визуального контроля широко применяются при управлении различными радиоуправляемыми моделями самолетов, кораблей и т. п.

Простота визуальной системы контроля является ее важнейшим преимуществом. Однако этой системе присущ ряд серьезных недостатков. Ее можно применять только в светлое время суток при хорошей видимости, причем дальность наблюдения ограничена (с увеличением дальности ухудшается точность определения положения управляемого объекта). Кроме того, визуальная система контроля может быть использована только для определения внешних параметров движения управляемого объекта, т. е. для определения его координат, направления движения, скорости и т. п. и не может быть использована для управления агрегатами на управляемом объекте.

Телевизионная система контроля. Передающая часть телевизионной системы контроля устанавливается на телеуправляемом объекте, а приемная — на пункте управления (наблюдения). По изображению на экране приемной установки можно судить о состоянии управляемого процесса или положении управляемого объекта.

Телевизионная техника, как и все другие отрасли электроники, получила весьма широкое развитие. Новейшие достижения в области телевидения позволили успешно осуществить с космической ракеты фотографирование невидимой стороны Луны и передачу на Землю полученного изображения. Это был выдающийся эксперимент, результаты которого показали возможность широкого использования телевидения в освоении космоса. При запуске космических кораблей с человеком на борту телевизионные системы позволяют наблюдать за состоянием и поведением космонавтов в процессе орбитального полета, а также при выходе на орбиту и снижении.

Радиолокационная система контроля. Эти системы успешно используются для определения координат и других внешних параметров движения (дальности, скорости, угловых координат) объектов. Особенно широкое применение они находят в радиотелемеханических системах управления различными летательными аппаратами (телеуправляемыми самолетами, ракетами всех видов, спутниками Земли).

Принцип определения дальности объекта с помощью радиолокатора основан на том, что импульс электромагнитной энергии (зондирующий импульс) излучается антенной последнего в направлении объекта, за которым ведут наблюдение. Электромагнитные волны, достигнув объекта, отражаются от него и принимаются приемником радиолокатора. Так как скорость распространения электромагнитных волн в пространстве постоянна (300 000 *км/сек*), то по измеренному времени Δt (в секундах) между моментами передачи зондирующего импульса и приема отраженного сигнала можно определить расстояние (в километрах) до объекта, равное 150 000 Δt.

Радиолокационная станция, с помощью которой осуществляется наблюдение за объектом, имеет антенну с острой диаграммой направленности. Поэтому угловые координаты объекта определяются по положению антенны радиолокатора в момент приема отраженных (от объекта) сигналов.

Радиолокационные станции позволяют вести слежение за объектом на значительных расстояниях, независимо от метеорологических условий, времени года и суток.

19-4. РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Радиотелеметрические линии контроля систем командного управления подвижными объектами позволяют проводить измерения и передачу как внешнетраекторных параметров движения управляемого объекта (определение координат, направления и величины скорости движения и т. п.), так и параметров, характеризующих состояние процессов и агрегатов на этом объекте. Ни одна из рассмотренных ранее систем контроля не обладает таким свойством.

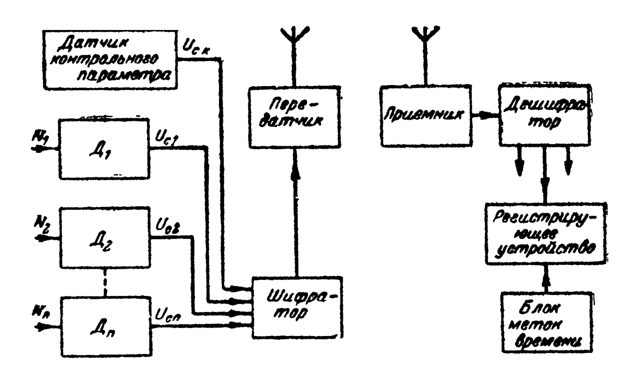


Рис. 19-5. Функциональная схема радиотелеметрической системы.

Радиотелеметрические системы, кроме того, широко используются для научных исследований нижних и верхних слоев атмосферы с помощью шаров-зондов и ракет, а также космического пространства при помощи искусственных спутников Земли и космических кораблей. Не менее важное значение техника радиотелеметрии имеет в области испытаний новых образцов самолетов и ракет.

Разработано и эксплуатируется большое количество радиотелеметрических систем, различающихся по принципу действия, электрическим схемам и конструкциям. Однако, если не вдаваться в детали, общее представление о работе и устройстве любой такой системы можно получить из функциональной схемы, представленной на рис. 19-5.

Как следует из этого рисунка, в состав системы входят датчики измеряемых величин $Д_1 — Д_n$, датчик контрольного параметра, шифратор, передатчик, приемник, дешифратор, регистрирующее устройство и блок меток времени. Датчики, шифратор и передатчик образуют передающую, а приемник, дешифратор, регистри-

рующее устройство и блок меток времени — приемную установку радиотелеметрической системы.

Датчики $Д_1—Д_n$ представляют собой устройства, воспринимающие измеряемые величины и преобразующие их в электрические сигналы. Помимо измеряемых величин, передается информация о так называемом контрольном параметре $U_{с.к}$. Этот параметр может принимать одно, два или большее число заранее известных значений, которые используются при дешифрировании результатов радиотелеизмерений. Количество датчиков, применяемых в радиотелеметрической системе, определяется числом измеряемых параметров. Сигналы $U_{с1}$—$U_{сn}$, отображающие измеряемые величины $N_1—N_n$, с выхода датчиков $Д_1—Д_n$ поступают в шифратор и там кодируются.

Сущность кодирования состоит в модуляции выходными сигналами датчиков $U_{с1}—U_{сn}$ специальных импульсных или синусоидальных напряжений, называемых поднесущими, и в придании этим напряжениям различных качественных признаков. Поднесущие напряжения модулируются для того, чтобы обеспечить передачу количественных значений измеряемых величин на одной несущей частоте и разделение по отдельным цепям (каналам) сигналов, получающихся на выходе приемника.

Наряду с модуляцией поднесущих колебаний в шифраторе выполняются операции смешения (суммирования) напряжений, характеризующих измеряемые величины $U_{с1}—U_{сn}$. В состав шифраторов обычно входят генераторы электрических колебаний разнообразных типов, модуляторы, коммутаторы, суммирующие устройства и др. Модуляция, осуществляемая в шифраторах, называется первичной. Электрическими сигналами, поступающими с выхода шифратора, управляется передатчик, где осуществляется вторичная модуляция (если в шифраторе используется только один вид модуляции). Радиосигналы, выработанные передатчиком, излучаются передающей антенной.

В приемнике принятые сигналы усиливаются и детектируются так, что на его выходе образуется напряжение, подобное тому, которое поступает на вход передатчика. Это напряжение подается в дешифратор, основной задачей которого является разделение сигналов, отображающих измеряемые величины или группы этих величин по отдельным цепям, и преобразование полученных напряжений (или токов) к виду, удобному для воздействия на регистрирующее устройство. Кроме того, в дешифраторе полезные сигналы отделяются от помех на основе тех качеств, которые были приданы им в шифраторе. Таким образом, дешифратор и шифратор радиотелеметрической системы по существу выполняют взаимно обратные операции. Основными элементами дешифраторов являются частотные фильтры, коммутаторы, демодуляторы и др.

С помощью регистрирующего устройства записываются результаты телеизмерений. В некоторых радиотелеметрических системах, помимо напряжений, поступающих с дешифратора, записываются также выходные сигналы приемника. Наиболее часто для записи используются различного рода осциллографы с фотоприспособлениями, устройства магнитной записи и различного рода «самописцы». Помимо средств записи, приемное регистрирующее устройство обычно содержит приборы, позволяющие визуально наблюдать за характером изменения измеряемых (телеметрируемых) величин в процессе проведения радиотелеизмерений.

Записанные тем или иным образом результаты измерений после окончания работы радиотелеметрической системы анализируются. На основе анализа записанных сигналов измеряемых величин и контрольного параметра определяются значения каждой измеряемой величины в отдельные моменты времени. После этого результаты телеизмерений представляются в форме таблиц или графиков, отображающих характер изменения телеметрируемых величин с течением времени. В случае использования радиотелеметрической системы в качестве системы контроля при неавтоматическом командном управлении на приемной стороне телеметрируемые величины обычно отмечаются с помощью стрелочных приборов.

Для привязки измеряемых величин к определенным моментам времени (при регистрации) на ту же фотопленку, фотобумагу или магнитную ленту, на которой проводилась запись, наносятся так называемые метки времени. Для этого в состав каждой радиотелеметрической системы включают блок меток времени, вырабатывающий электрические импульсы. Расстояния между отметками этих импульсов обозначают вполне определенный временной интервал. Как правило, блок времени является составной частью приемной установки. Но он может устанавливаться и на передающей стороне. В этом случае один из каналов радиотелеметрической системы отводится для передачи меток времени.

В процессе измерений одни телеметрируемые величины изменяются сравнительно медленно, другие значительно быстрее, а некоторые весьма быстро. Это обстоятельство учитывается при выборе и разработке телеметрических систем. Одно из основных требований, предъявляемых к радиотелеметрической системе, заключается в том, чтобы она обладала требуемой точностью измерений. Обычно не все измеряемые величины нужно передавать и регистрировать с одинаково высокой точностью. Поэтому при выборе системы прежде всего анализируются все величины, подлежащие телеметрированию, и определяется максимально требуемая точность телеизмерения каждой из них. В соответствии с результатами этого анализа выбирается принцип построения и все важнейшие элементы радиотелеметрической системы. В тех случаях, когда требуются данные, характеризующие качественное состояние исследуемых процессов или величин, допустимая погрешность 10—30%, в то время как для количественной оценки могут потребоваться данные, измеренные с точностью 1—3%. Специальные научные исследования часто необходимо проводить с ошибками, не превышающими 0,1—0,3% измеряемой величины.

Необходимое число каналов радиотелеметрической системы в зависимости от задачи, для решения которой она предназначена, может доходить до 50 и более. По способам разделения каналов многоканальные радиотелеметрические системы делятся на системы с частотным разделением каналов, системы с временным разделением каналов, системы с кодовым разделением каналов и системы с комбинированным разделением каналов. Принципы построения, состав, схемы шифраторов и дешифраторов, а также особенности радиопередающих и радиоприемных устройств многоканальных радиолиний телеметрических систем и радиолиний для передачи команд в системах командного управления имеют много общего.

Радиотелеметрические системы классифицируются по определенным признакам, например по назначению, способам разделения каналов, видам применяемой модуляции и методам регистрации телеметрируемых величин. В системах с частотным разделением каналов для передачи количественных значений измеряемых величин можно использовать все виды непрерывной модуляции: амплитудную (АМ), частотную (ЧМ) и фазовую (ФМ).

В радиотелеметрических системах с временны́м разделением каналов основное применение находят следующие виды модуляции: амплитудно-импульсная (АИМ), широтно-импульсная (ШИМ), фазово-импульсная (ФИМ) и кодово-импульсная (КИМ).

Если использовать сокращенную запись для первичной и вторичной модуляций (АМ, ЧМ, АИМ, ФИМ и др.), то можно назвать следующие возможные типы радиотелеметрических систем. Системы с частотным разделением каналов обозначаются АМ-АМ, АМ-ЧМ, АМ-ФМ, ЧМ-ЧМ, ЧМ-АЧ, ЧМ-ФМ, ФМ-АМ, ФМ-ЧМ, ФМ-ФМ и системы с временны́м разделением каналов — АИМ-АМ, АИМ-ЧМ, ФИМ-ЧМ, ШИМ-АМ, ШИМ-ЧМ, КИМ-АМ и т. п. Буква И в обозначении системы свидетельствует о том, что она построена по принципу временного разделения каналов.

Для примера можно указать, что запись АМ-ЧМ определяет систему с частотным разделением каналов, в которой измеряемая величина отображается синусоидальным колебанием с изменяющейся амплитудой (первичная модуляция), а передатчик модулируется по частоте (вторичная модуляция). Соответственно запись ФИМ-АМ говорит о том, что в системе с временны́м разделением каналов измеряемая величина передается с помощью серии видеоимпульсов, положение которых изменяется во времени пропорционально выходному сигналу датчика (первичная модуляция), а высокочастотные колебания вырабатываются передатчиком только в течение времени действия этих импульсов (вторичная модуляция).

По методам регистрации радиотелеметрические системы делятся на системы с непрерывной регистрацией, системы с прерывистой регистрацией и системы со смешанной регистрацией. При непрерывной регистрации телеметрируемая величина записывается как непрерывная функция времени. Прерывистая регистрация характеризуется тем, что запись ведется в отдельные моменты времени и представление о телеметрируемой величине получается на основе ее дискретных значений.

19-5. МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ РАДИОЛИНИЙ

В радиотелемеханических системах для передачи команд на телеуправляемый объект и сигналов контроля за его состоянием используются радиолинии, обеспечивающие передачу нескольких не связанных между собой сообщений на одной несущей частоте. Такие радиолинии называются многоканальными.

Многоканальные радиолинии, кроме радиотелемеханических систем, находят широкое применение в радиорелейной связи. При их построении используется в основном диапазон ультракоротких волн, обладающий большими возможностями для расширения полосы пропускания радиоустройств и уменьшения взаимного влияния между каналами. Многоканальные радиолинии могут быть с непрерывным и импульсным излучением. Выбор вида модуляции в многоканальной радиолинии обусловливается свойствами передаваемых сигналов, числом размещаемых в радиолинии каналов и другими факторами.

Одной из наиболее важных характеристик многоканальной радиолинии является способ разделения каналов (сообщений) на приемной стороне. Различают многоканальные радиолинии с частотным, временны́м и кодовым разделением каналов. Частотный метод разделения каналов используется преимущественно в радиолиниях с непрерывным излучением. В импульсных многоканальных радиолиниях применяется, как правило, временно́е и кодовое разделение каналов.

Радиолинии с частотным разделением каналов

При частотном разделении каналов напряжение несущей частоты передатчика модулируется вспомогательными, так называемыми поднесущими колебаниями. Для каждого канала выбирается своя определенная частота поднесущих колебаний. Количество поднесущих частот равно числу каналов. Каждая поднесущая частота в свою очередь модулируется передаваемым по соответствующему каналу сообщением. На приемной стороне после детектора устанавливается система избирательных фильтров, с помощью которых происходит разделение модулированных сигналов поднесущих частот по соответствующим каналам. Модулированные колебания поднесущих частот, выделенные фильтрами, подвергаются демодуляции.

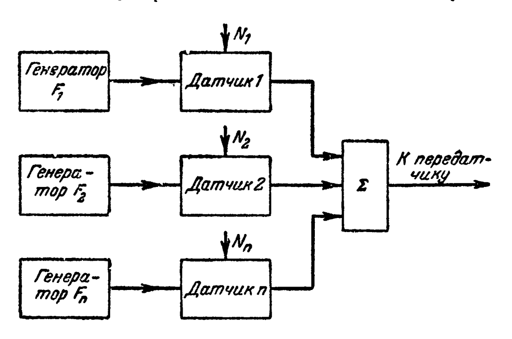


Рис. 19-6 Функциональная схема шифратора с амплитудной модуляцией поднесущих колебаний.

Из краткого рассмотрения принципа частотного разделения каналов следует, что на передающей стороне осуществляются двойная модуляция, а на приемной — двойное последовательное детектирование. Поднесущие колебания на передающей стороне могут модулироваться передаваемым сигналом по амплитуде, частоте или фазе. При этом в качестве демодулирующего устройства на приемной стороне используются соответственно амплитудный, частотный или фазовый детекторы. Наибольшее применение находят амплитудная и частотная модуляция.

На рис. 19-6 приведена функциональная схема части передающей стороны радиолинии, в которой осуществляется амплитудная модуляция поднесущих колебаний передаваемыми (модулирующими) сообщениями соответствующих каналов. В каждом из каналов радиолинии имеется свой генератор поднесущей частоты F, нагрузкой которого служит датчик, преобразующий изменения передаваемой физической величины N в изменения амплитуды поднесущего колебания. После усиления выходные сигналы датчиков смешиваются в суммирующем устройстве Σ. Суммарный сигнал всех каналов поступает на передатчик для модуляции высокочастотных колебаний по амплитуде или по частоте. Суммирование сигналов производится с помощью оконечных усилительных каскадов в каждом канале, работающих на общую нагрузку. Генераторы поднесущих колебаний, датчики и суммирующее устройство образуют шифратор.

Широкое распространение в многоканальных радиолиниях находит частотная модуляция поднесущих колебаний. На рис. 19-7 показана функциональная схема шифратора с частотной модуляцией поднесущих колебаний. Изменение величины передаваемого по каналу радиолинии сообщения N вызывает изменение частоты

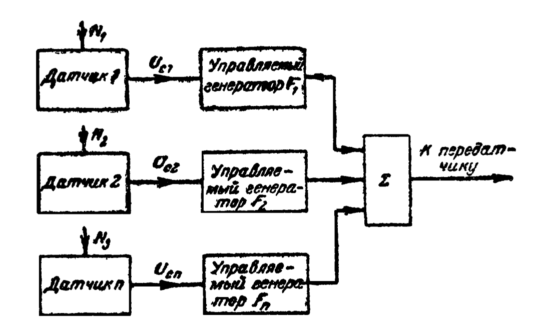


Рис. 19-7. Функциональная схема шифратора с частотной модуляцией поднесущих колебаний.

поднесущих колебаний, генерируемых канальным задающим генератором F. В сумматоре Σ шифратора производится смешивание модулированных поднесущих колебаний всех каналов.

Важнейшей составной частью приемной установки многоканальной радиолинии с частотной селекцией

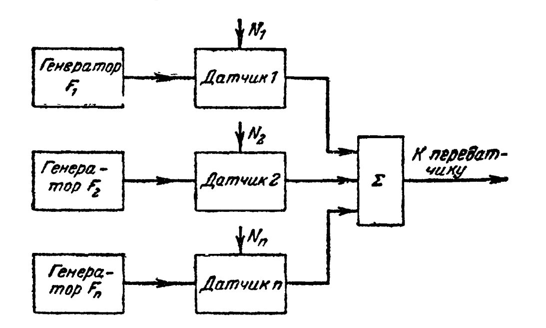


Рис. 19-8. Функциональная схема приемной части установки радиолинии.

(рис. 19-8) являются разделительные фильтры. С увеличением числа каналов в радиолинии система фильтров существенно усложняется и становится все более громоздкой и дорогой. При этом из-за перекрытия частотных характеристик фильтров возникают взаимные связи между отдельными каналами, вследствие чего появляются искажения передаваемых сообщений. За фильтрами устанавливаются детекторные каскады (амплитудный при амплитудной модуляции, частотный при частотной модуляции поднесущих колебаний).

Радиолинии с временным разделением каналов

Сущность временно́го метода разделения каналов заключается в том, что для передачи сигналов каждому каналу радиолинии представляется поочередно со строгой периодичностью относительно короткий временно́й интервал. В результате передача сигналов в каждом из каналов осуществляется прерывисто (дискретно). Если при частотном методе разделения каналов каждому каналу отводится часть общей полосы пропускания радиолинии, которую может занимать спектр непрерывно передаваемого сигнала, то при временно́м разделении каналов каждому каналу предоставляется вся полоса пропускания, но на некоторую часть общего времени цикла передачи.

При временно́м разделении каналов возникает необходимость в синхронных распределительных устройствах (коммутаторах) на приемной и передающей сторонах радиолинии, с помощью которых может быть осуществлено поочередное подключение источников передаваемых сообщений к радиолинии на передающей стороне и распределение принятых сигналов по соответствующим каналам на приемной стороне.

На рис. 19-9 представлена упрощенная функциональная схема, иллюстрирующая принцип построения и

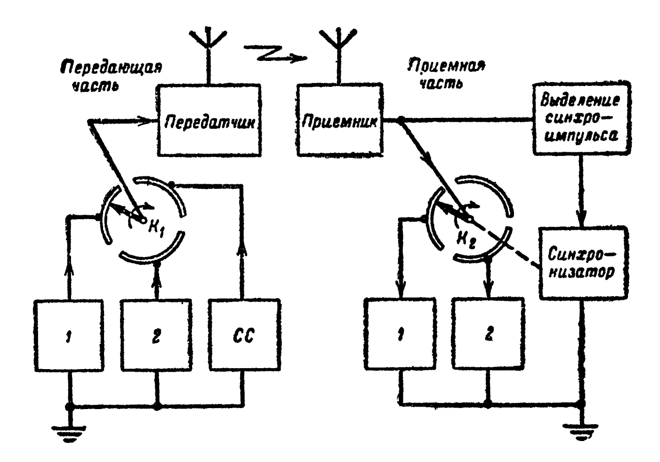


Рис. 19-9. Функциональная схема радиолиний с временны́м разделением каналов.

работу многоканальной радиолинии с временны́м методом разделения каналов. На передающей стороне выходы источников передаваемых сообщений *1* и *2* подключаются к неподвижным контактам коммутатора-распределителя K_1. Сигналы с этих контактов при помощи движка коммутатора, вращающегося с определенной скоростью, подводятся поочередно к передатчику. На приемной стороне радиолинии после приемника включен коммутатор и распределитель K_2, движок которого вращается синхронно и синфазно с движком коммутатора-распределителя K_1 на передающей стороне. Это значит, что при подключении к передатчику источника сообщений *1* движок коммутатора приемной стороны должен находиться на первом, а при подключении источника сообщений *2* — на втором неподвижном контакте.

Для синхронной работы распределительных устройств передающей и приемной установок в радиолинии выделяется канал, по которому за каждый оборот движка передающего коммутатора на приемную сторону посылается специальный синхронизирующий сигнал СС. Этот сигнал отличается от типовых посылок сигналов в других каналах каким-либо признаком (например, длительностью).

В качестве коммутаторов-распределителей приемной и передающей сторон многоканальной радиолинии с временным разделением каналов используются как электромеханические, так и электронные устройства. В системах с медленно меняющимися передаваемыми сигналами частота коммутации каналов выбирается небольшой (50—100 *гц*); при этом часто применяются электромеханические коммутаторы на передающей и электронные распределители на приемной стороне (применение механических распределительных устройств на приемной стороне ограничивается трудностью их синхронизации). При передаче быстро изменяющихся сигналов по каналам радиолинии частота переключения каналов также должна быть большой (десятки тысяч герц). В этом случае как на передающей, так и на приемной стороне применяются электронные коммутаторы.

Из рассмотрения принципа работы многоканальной радиолинии с временным разделением каналов следует, что передающее устройство за один цикл излучает несколько (по числу каналов) импульсов, которые определенным образом промодулированы напряжением сигнала своего канала. На схеме, представленной на рис. 19-9, коммутатор K_1 осуществляет амплитудно-импульсную модуляцию. В многоканальных радиолиниях с временным разделением каналов используют также широтно-импульсную, фазово-импульсную и кодово-импульсную модуляции.

Принцип распределения канальных импульсов по соответствующим временным интервалам каналов с помощью электронных коммутирующих устройств основан на задержке импульса каждого последующего канала относительно импульса предыдущего канала на определенное время, включающее в себя временной интервал, отводимый каналу в цикле передачи, и защитный временной промежуток между канальными интервалами. На приемной стороне радиолинии после распределения импульсов по соответствующим каналам осуществляется их демодуляция (детектирование). Так выделяются передаваемые сообщения в каждом из каналов. Во многих радиотелеметрических системах, используемых при исследовании зависимости параметров некоторых устройств от времени, импульсные последовательности каналов не демодулируются, а записываются на фотопленку, а затем фотограммы дешифруются.

Использование метода временного разделения каналов позволяет создать сравнительно простые по устройству, надежно работающие радиолинии с большим числом каналов. При этом взаимное влияние каналов оказывается менее существенным, чем при частотном разделении каналов.

Радиолинии с кодовым разделением каналов

В последнее время находит все более широкое применение кодовый метод разделения каналов, при котором каждому каналу присваивается определенная кодовая группа (комбинация) импульсов. Код состоит из n импульсов, расположенных в группе друг относительно друга на заданных временных интервалах. Комбинация временных интервалов между импульсами является характеристикой кодовой группы и не может быть одинаковой для различных каналов. При последовательном кодообразовании каждой кодовой группе отводится свой временной интервал.

Последовательность импульсов на выходе модулятора многоканальной радиолинии с кодовым разделением каналов имеет вид, представленный на рис. 19-10. Здесь кодовая группа каждого канала (1, 2,..., n) состоит из трех импульсов, относительное положение которых определяется временными интервалами t_1 и t_2, различными для разных каналов. Эти группы периодически повторяются с периодом $T_ц$ (цикл передачи). В процессе модуляции изменяются одновременно параметры всех импульсов кодовой группы канала без изменения интервалов t_1 и t_2.

Наиболее употребительным видом первичной модуляции в радиолиниях с кодовым разделением каналов является фазово-импульсная модуляция, при которой

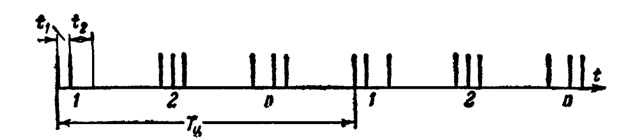


Рис. 19-10. Кодовый метод разделения каналов.

под воздействием модулирующего напряжения происходит временное (фазовое) смещение кодовой группы импульсов относительно своего тактового положения (положение кодовой группы на временной оси в отсутствие модуляции). Измерение временного сдвига рабочей кодовой группы канала на приемной стороне производится относительно другой, опорной кодовой группы, положение которой при модуляции не меняется. Для всех каналов может быть одна или несколько опорных кодовых групп в цикле передачи.

Радиолиния с последовательным кодообразованием напоминает многоканальную радиолинию с временным разделением каналов. Если при временном разделении каналов основным признаком, по которому производится распределение импульсов на приемной стороне, является временное положение импульсов, то при кодовом разделении различие сигналов определяется структурой кодовой группы. При кодовом разделении каналов необходимость в синхронизации работы передающего и приемного устройств для правильного распределения сигналов по каналам на приемной стороне отпадает, что приводит к упрощению радиолинии.

На рис. 19-11 представлена функциональная схема радиолинии с кодовым разделением каналов. Генератор тактовых импульсов *ГИ* посредством коммутатора *К*, представляющего собой устройство последовательной задержки, управляет работой модуляторов M_1, M_2,... ..., M_n отдельных каналов. В этих модуляторах осуществляется фазово-импульсная модуляция последовательностей канальных импульсов передаваемыми сигналами U_{c1}, U_{c2},..., U_{cn}. Импульсы каждого канала подаются в кодообразователи KO_1, KO_2,..., KO_n, на выходе которых образуются кодовые группы каналов, также модулированные по фазе в соответствии с изменениями передаваемых сигналов. Кодообразователь KO_0 формирует опорные кодовые группы. С кодообразователей кодовые группы всех каналов и опорные кодовые группы поступают в суммирующее устройство Σ и далее на модулятор передатчика.

На приемной стороне перед демодуляцией каждая кодовая группа декодируется с помощью специальных декодирующих устройств $ДУ_1$, $ДУ_2$, ..., $ДУ_n$ и $ДУ_0$. Демодуляция осуществляется в демодуляторных каскадах $Д_1$, $Д_2$,..., $Д_n$, преобразующих перемещение рабочих импульсов относительно опорных в выходные напряжения сигналов U'_{c1}, U'_{c2},..., U'_{cn}.

Виды команд и сигналов

На телеуправляемый объект по командной радиолинии могут посылаться разнообразные команды. Различают разовые команды, посылаемые для эпизодического корректирования состояния управляемого объекта или для возбуждения отдельных процессов на этом объекте

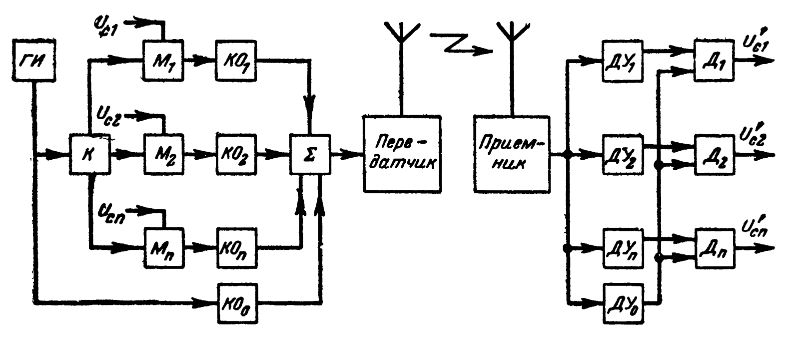


Рис. 19-11. Функциональная схема радиолинии с кодовым разделением каналов.

и непрерывные команды для текущего непрерывного управления движением или процессами. Разовые команды в свою очередь делятся на простые однократные и многократные.

Простая однократная команда подается в выбранный момент времени на телеуправляемый объект и вызывает определенный процесс, который затем не может быть отменен путем подачи сигналов телеуправления. Для формирования такой команды может быть использован любой из указанных выше принципов передачи сигналов по радиолиниям.

Многократная команда представляет собой передачу различных команд, следующих одна за другой во времени. При этом может производиться отмена предыдущей команды или ее изменение (передача команды типа да—нет). По этому принципу могут передаваться дискретные значения плавно изменяющейся команды.

Непрерывные (плавно изменяющиеся) команды применяются во всех случаях, когда к системе управления предъявляются более высокие требования точности работы. Такие команды могут быть постоянными по знаку и знакопеременными. Последние в отличие от команд с неизменным знаком в процессе управления могут меняться не только по величине, но и по знаку с переходом величины передаваемой команды через нуль. Так, например, непрерывная знакопеременная команда подается на подвижный управляемый объект для плавного перемещения рулей влево — вправо от нейтрального положения.

Относительная величина плавно изменяющихся команд характеризуется коэффициентом команды

$$K_к = \frac{K}{K_{макс}},$$

где K — величина передаваемой команды;

$K_{макс}$ — наибольшее значение, которое может иметь эта команда.

При управлении рулем величина $K_{макс}$ соответствует такой команде, при которой руль на управляемом объекте отклоняется до упора. В этом случае величины передаваемых команд могут иметь значения в пределах от $-K_{макс}$ до $+K_{макс}$ с переходом через нулевое значение.

Величина коэффициента $K_к$ безразмерная, а величины K и $K_{макс}$ имеют одинаковую размерность. Если изменяется отклонение ручки командного прибора (датчика команд), то K и $K_{макс}$ выражаются в градусах. На выходе радиолинии эти величины будут выражаться в вольтах или амперах.

Для передачи плавно изменяющихся команд могут использоваться амплитудная, фазовая и частотная модуляции поднесущих колебаний (непрерывных и импульсных). Для передачи непрерывных команд широко используется временной метод, часто называемый методом временных соотношений. Сущность этого метода состоит в том, что на передающей стороне радиолинии датчик команд вырабатывает периодическую последовательность биполярных импульсов (рис. 19-12) с изменяющимися в соответствии с величиной передаваемой команды длительностями T_1 и T_2.

Величина команды и ее знак определяются разностью длительностей импульсов, т. е. $K=T_1-T_2$. Коэффициент команды при этом определяется следующим соотношением

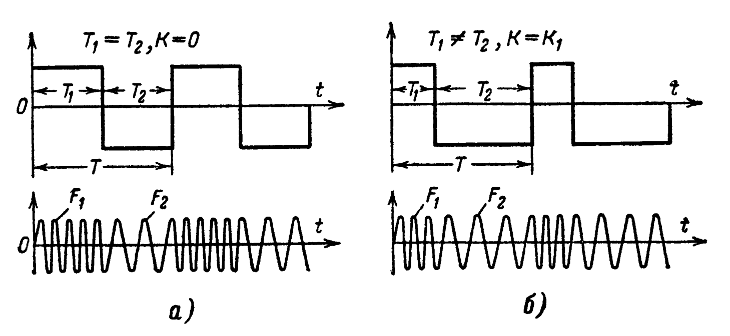


Рис. 19-12. Временной метод формирования количественных значений передаваемых команд.

а — при $K_к=0$, *б* — при $K_к\neq 0$.

$$K_к = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2}.$$

Выработанная датчиком команд последовательность биполярных импульсов поступает в шифратор, в котором в течение времени T_1 генерируется синусоидальное напряжение частоты F_1, а в течение времени T_1 частоты F_2. На приемной стороне за счет частного разделения производится выделение импульсов длительностью T_1 и T_2. По временно́му соотношению между ними и определяется величина принятой команды.

19-6. ПРИМЕР ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ ЛЕТАЮЩИМИ МОДЕЛЯМИ

Радиотелеуправление различными авиационными моделями осуществляется с помощью командной радио-

линии управления, включающей в себя передающее и приемное устройства, размещаемые соответственно на пункте управления и на управляемой модели. Контроль за выполнением моделью передаваемых с пункта управления команд осуществляется визуально. Аппаратура системы управления моделью, в особенности ее приемная установка, должна быть малогабаритной и экономичной по питанию.

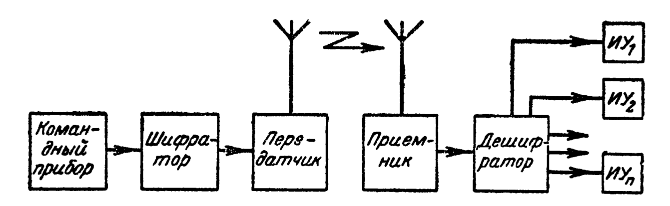


Рис. 19-13. Функциональная схема системы командного управления авиамоделью.

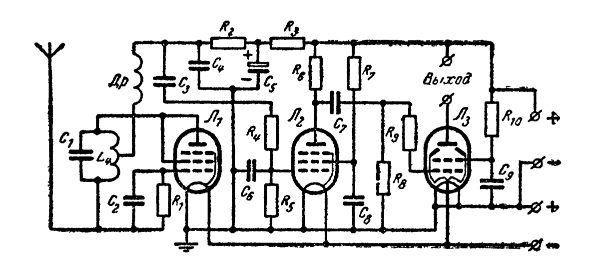


Рис. 19-14. Схема лампового приемника радиоуправления моделью.

На телеуправляемые модели с целью упрощения системы подаются обычно многократные отдельные команды типа «включить», «выключить» и почти не используются непрерывные команды. В связи с этим при построении командных радиолиний для управления моделями используются преимущественно частотный и кодово-частотный методы разделения сигналов. В наиболее простых системах для формирования команд на пункте управления и разделения их на телеуправляемой модели применяются шаговые распределители.

Функциональная схема системы командного управления авиамоделью приведена на рис. 19-13. В ее состав входит радиопередающая установка, располагаемая на пункте управления, и радиоприемное устройство, устанавливаемое на управляемой модели.

Радиопередающая установка состоит из передатчика, шифратора и командного прибора. Шифратор совместно с командным прибором вырабатывает нужную команду для посылки на модель. При частотном разделении каналов (команд) нажатием кнопки соответствующей команды на командном приборе в шифраторе вырабатываются синусоидальные колебания определенной частоты. С изменением команды меняется частота сигналов, вырабатываемых шифратором. Выходными сигналами шифратора модулируются (обычно по амплитуде) высокочастотные колебания передатчика. Последний должен быть стабилен по частоте, прост в настройке и экономичен по питанию. Передатчики для управления моделями работают обычно в диапазоне частот 27—29 *Мгц* (реже используются диапазоны 10—11 и 7,5—8 *Мгц*).

Дальность линии радиосвязи определяется как мощностью передатчика, так и чувствительностью приемника. Поэтому при заданном максимальном расстоянии связи часто приходится решать, что предпочтительнее — чувствительный приемник и маломощный передатчик или, наоборот, мощный передатчик и приемник невысокой чувствительности. Если нужно управлять небольшой авиамоделью в пределах видимости, то лучше, конечно, использовать наиболее простой малогабаритный радиоприемник и сравнительно мощный радиопередатчик.

Радиоприемное устройство состоит из приемника, дешифратора и исполнительных устройств ИУ. В радиоуправляемых моделях, где в процессе управления невозможна подстройка приемника, требования к стабильности его настройки резко возрастают. Поэтому в избирательных контурах такого приемника необходимо использовать детали с малым температурным коэффициентом. Полоса пропускания приемника должна выбираться такой, чтобы возможная расстройка контуров приемника и уход частоты передатчика не нарушали работу системы управления. Однако значительное расширение полосы пропускания приемника нежелательно, так как при этом получается меньшее усиление и ухудшается помехоустойчивость системы управления. Габариты и вес приемника должны быть возможно меньшими.

На рис. 19-14 приведена схема простого приемника радиоуправляемой модели, рассчитанного на работу в диапазоне волн 28—29 и 38—40 *м*. Первый каскад приемника, собранный на лампе $Л_1$ (типа 1П2Б), представляет собой сверхрегенератор. Нагрузкой его по низкой частоте служит сопротивление R_2. Напряжение сигналов команд, снимаемое с этого сопротивления, поступает в двухкаскадный усилитель низкой частоты, выполненный на лампах $Л_2$ (типа 1П2Б) и $Л_3$ (типа 2П1П). К выходу усилителя подключается резонансное реле (или несколько реле), разделяющее сигналы команд.

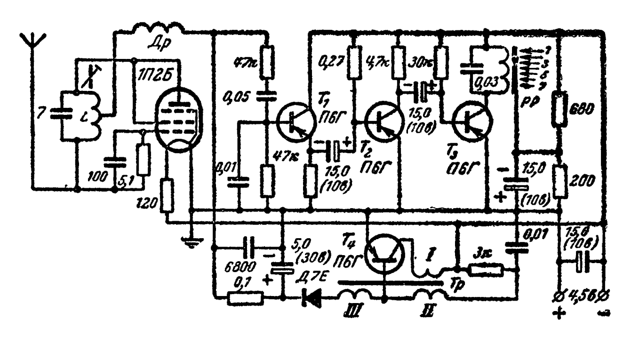


Рис. 19-15. Схема транзисторного приемника радиоуправления моделью.

Фильтр, образованный из элементов C_3R_4 и C_6R_5, имеет частотную характеристику, аналогичную резонансной характеристике колебательного контура. Настроенный на среднюю частоту сигналов команд этот фильтр «подчеркивает» (выделяет) их.

Схема другого приемника, выполненная в основном на транзисторах, представлена на рис. 19-15. Первый сверхрегенеративный каскад приемника, как и в предыдущей схеме, собран на лампе типа 1П2Б. Этот каскад

усиливает принятый модулированный высокочастотный сигнал и выделяет из него низкочастотные сигналы команд, которые через эмиттерный повторитель на транзисторе T_1, примененный для развязки сверхрегенератора от усилителя низкой частоты, поступают в усилительный каскад, выполненный на транзисторе T_2. Выходной каскад приемника собран на транзисторе T_3. Нагрузкой его служит резонансное реле *РР*.

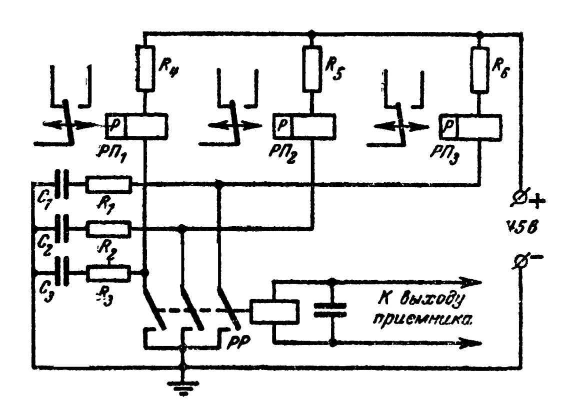


Рис. 19-16. Схема совместного включения резонансного и поляризованных реле.

Приемник питается от гальванической батареи карманного фонаря напряжением 4,5 *в*. Анодное напряжение (25—30 *в*) для лампы поступает от преобразователя, собранного на транзисторе T_4.

Катушка *L*, содержащая 17 витков провода ПЭ 0,5 с отводом от середины, намотана с шагом 1 *мм* на каркасе из органического стекла. Она имеет сердечник из карбонильного железа, который нужен для настройки колебательного контура на частоту 27—29 *Мгц*. Высокочастотный дроссель *Др* из 50—70 витков провода ПЭ 0,12—0,15 намотан с переменным шагом на корпусе резистора типа ВС-0,5 сопротивлением 0,5—1 *Мом*. Трансформатор *Тр* выполнен на пермаллоевом тороидальном сердечнике сечением 0,2 *см*². Все три обмотки трансформатора, намотанные по окружности сердечника, имеют по 80 витков провода 0,2 ПЭШО.

Резонансное реле (дешифратор) для разделения командных сигналов по соответствующим исполнительным цепям может иметь три и более подвижных якоря. Работа такого реле основана на том, что каждый якорь колеблется с достаточной амплитудой только в том случае, если частота подводимого к обмотке реле напряжения сигнала совпадает с собственной частотой механических колебаний якоря. Поэтому количество сигналов с различными частотами, которые могут быть выделены таким реле, должно соответствовать числу его якорей.

Для включения исполнительных цепей применяются обычно поляризованные реле, обладающие высокой чувствительностью и малым временем срабатывания. Схема совместного включения резонансного и поляризованных реле приведена на рис. 19-16. Поляризованное реле ($РП_1$, $РП_2$, $РП_3$) имеет два неподвижных контакта и один подвижный. Оно регулируется так, чтобы при отсутствии тока в обмотке подвижный контакт был прижат к одному из неподвижных. При подаче на обмотку напряжения реле срабатывает и замыкает цепь, подключенную к другому его неподвижному контакту. При отключении напряжения подвижный контакт возвращается в исходное положение. Таким образом осуществляется коммутация цепей исполнительных механизмов.

Конденсаторы C_1, C_2 и C_3 большой емкости (0,5—1 *мкф*) служат накопителями электрической энергии, поддерживающей в замкнутом состоянии контакты поляризованного реле исполнительной цепи при вибрации (периодическом размыкании) якоря резонансного реле *РР*. В момент кратковременного размыкания рабочих контактов этого реле при колебании его якоря через обмотку реле $РП_1$ ($РП_2$, $РП_3$) протекает большой зарядный ток конденсатора C_3 (C_2, C_1), который удерживает якорь реле $РП_1$ в прижатом положении.

В качестве исполнительных устройств используются механизмы с электродвигателями или электромагнитные механизмы.

ЛИТЕРАТУРА

Барсуков Ф. И., Радиотелемеханика, Госэнергоиздат, 1962.

Барсуков Ф. И., Максимов М. В., Радиотелеметрия, Воениздат, 1962.

Проектируй, строй авиационные модели (сборник статей), изд-во ДОСААФ, 1963.

ГЛАВА ДВАДЦАТАЯ

ЭЛЕКТРОННЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Для решения различного рода вычислительных задач в настоящее время широкое применение находят электронные вычислительные машины. Создание электронных вычислительных машин, отличающихся исключительно высокой скоростью производства вычислительных операций, базируется на использовании достижений современной радиоэлектроники.

Электронные вычислительные машины делятся на две группы: 1) электронные цифровые вычислительные машины (машины дискретного действия); 2) электронные вычислительные машины непрерывного действия.

20-1. ЭЛЕКТРОННЫЕ ЦИФРОВЫЕ МАШИНЫ

Электронные машины дискретного действия обычно называются электронными цифровыми машинами (ЭЦМ). Они предназначаются для решения математических задач (практически с любой желаемой степенью точности), а также для автоматического управления различными объектами и процессами и для решения логических задач.

Из большого числа практических задач, решаемых с помощью электронных цифровых машин, можно наз-

вать следующие: 1) определение размеров и формы плотин величайших в мире советских гидроэлектростанций; 2) вычисление исходных данных для запуска и траекторий движения искусственных спутников земли и космических ракет; 3) вычисление положения звезд на много лет вперед; 4) автоматическое управление машинами; 5) планирование и управление производством; 6) перевод литературы с одного языка на другой; 7) предвычисление элементов погоды с целью повышения эффективности прогнозов.

В основу решения математических задач на ЭЦМ положены численные методы, основанные на том, что процесс решения подавляющего большинства математических задач может быть представлен в виде последовательности элементарных арифметических операций (сложение, вычитание, умножение и деление) и операций, определяющих порядок перехода от одной арифметической операции к другой.

Порядок работы машины в процессе счета во многом напоминает действия человека при ручном счете. Пусть, например, требуется рассчитать ослабление радиоприема по зеркальному каналу $\sigma_з$ в диапазоне частот от f_1 до f_2 через интервалы по частоте, равные Δf. Расчет производится для контура с добротностью Q, настроенного на промежуточную частоту $f_{пр}$, и выполняется по формуле

$$\sigma_з = Q\left[1-\left(\frac{f}{f+2f_{пр}}\right)^2\right],$$

где $f=f_1+k\Delta f$, причем $k=0, 1, 2, \ldots$

Перед началом расчета необходимо запомнить (записать) величины, остающиеся неизменными в процессе вычислений. Таких величин три: Q, $2f_{пр}$ и «единица». Далее вычисления проводятся в последовательности, указанной в табл. 20-1.

Таблица 20-1

Номер операции	Действие	Первое число	Второе число	Результат	Как используется результат
1	Сложение	f_1	$2f_{пр}$	$f_1+2f_{пр}$	Результат запоминаем и переходим к следующей операции
2	Деление	f_1	$f_1+2f_{пр}$	$\frac{f_1}{f_1+2f_{пр}}$	То же
3	Умножение	$\frac{f_1}{f_1+2f_{пр}}$	$\frac{f_1}{f_1+2f_{пр}}$	$\left(\frac{f_1}{f_1+2f_{пр}}\right)^2$	То же
4	Вычитание	1	$\left(\frac{f_1}{f_1+2f_{пр}}\right)^2$	$1-\left(\frac{f_1}{f_1+2f_{пр}}\right)^2$	То же
5	Умножение	Q	$1-\left(\frac{f_1}{f_1+2f_{пр}}\right)^2$	$\sigma_з$	Результат записываем
6	Сложение	f_1	Δf	f	Результат запоминаем
7	Сравнение	f_2	f	f_2-f	При положительном результате переходим к операции 1, взяв за первое число результат операции 6. При отрицательном результате счет прекращается

При вычислении на машине порядок действий остается таким же, только все операции производятся автоматически с большой скоростью. Последовательность операций, которые надо выполнить над исходными данными и результатами промежуточных вычислений для получения решения, называется а л г о р и т м о м математической задачи. Любая задача, для которой можно составить алгоритм, может быть решена на ЭЦМ.

Кроме операций вычислительного характера, ЭЦМ позволяют выполнять различные логические операции, суть которых сводится к получению определенных заключений на основе анализа ряда условий (событий, фактов). Цепочка логических заключений напоминает серию вопросов, на которые разбивается решение сложной арифметической задачи, когда получение ответа на один простой вопрос создает условия для решения следующего, более сложного вопроса до тех пор, пока не будет получен ответ, удовлетворяющий условиям задачи.

Например, при работе металлорежущего станка, управляемого с помощью ЭЦМ, могут иметь место одновременно два события: размеры обрабатываемой детали о т л и ч а ю т с я о т заданных и они б о л ь ш е заданных. Одновременное наличие этих двух событий позволяет сделать логическое заключение о том, что резец станка необходимо подать вперед.

Возможность выполнения на ЭЦМ ряда логических операций позволяет полностью автоматизировать процесс счета, а также широко использовать ЭЦМ в системах автоматического управления и для решения сложных логических задач, связанных с планированием, переводом с одного языка на другой и т. п.

Благодаря полной автоматизации процесса счета и применению быстродействующих электронных схем скорость работы современных ЭЦМ доходит до нескольких сот тысяч операций в секунду при точности вычислений в 9—10 десятичных знаков и более.

По принципам практического использования ЭЦМ разделяются на две большие группы: 1) у н и в е р с а л ь н ы е ЭЦМ, предназначенные для решения широ-

кого круга задач; 2) специализированные ЭЦМ, предназначенные для решения одной или нескольких задач одного класса, а также для работы в системах управления.

20-2. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ЧИСЕЛ В ЭЦМ

Для изображения чисел в ЭЦМ используются позиционные системы счисления. Системой счисления называется совокупность правил и знаков, позволяющих выразить устно или письменно любое число. Позиционными системами называются такие, в которых значение цифр зависит от их места в числе.

Количество цифр (символов), с помощью которых можно изобразить любое число, называется основанием системы счисления. Оно показывает, во сколько раз меняется значение цифры при переходе ее на соседнее место в числе. Например, в общепринятой десятичной системе счисления перемещение цифры на соседнее место изменяет ее значение в 10 раз.

Основанием системы счисления может быть любое целое число, большее единицы. Простейшей позиционной системой счисления является двоичная; в ней для изображения любого числа используются две цифры: 0 и 1. Например, число 77 в двоичной системе изображается так:

$$1001101 = 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0.$$

В троичной системе счисления используются три различных цифры 0, 1 и 2. Основание системы (три) изображается как 10. Например, то же число 77 в троичной системе изобразится так:

$$2212 = 2 \cdot 3^3 + 2 \cdot 3^2 + 1 \cdot 3^1 + 2 \cdot 3^0.$$

Для физического представления чисел в ЭЦМ используют счетные элементы, имеющие столько различных устойчивых состояний, каково основание системы счисления. В электронных счетных элементах различные состояния могут характеризоваться различными уровнями тока или напряжения, наличием или отсутствием импульса в определенный момент времени. От выбора системы счисления зависит степень сложности и возможное быстродействие счетных элементов, степень сложности выполнения операций над числами в машине, количество аппаратуры, потребное для представления чисел в машине, и, следовательно, надежность машины. С учетом указанных факторов наиболее удобной является двоичная система счисления, которая и используется в большинстве современных ЭЦМ.

20-3. АРИФМЕТИЧЕСКИЕ ДЕЙСТВИЯ НАД ДВОИЧНЫМИ ЧИСЛАМИ

При двоичной системе счисления необходимы счетные элементы с двумя устойчивыми состояниями, что позволяет использовать для этой цели быстродействующие электронные схемы (триггеры). Электронная цифровая машина оперирует с числами, представленными в виде импульсов напряжения (тока) и пауз между ними (рис. 20-1). Наличие импульса соответствует единице, а наличие паузы — нулю (или наоборот). Эта комбинация импульсов называется кодом числа.

При сложении в двоичной системе используется таблица сложения:

$0+0=0$; $0+1=1$;

$1+0=1$; $1+1=0+$единица переноса в старший разряд

Например,

$$\begin{array}{r} 42 \\ +\,54 \\ \hline 96 \end{array} \quad \text{или аналогично в двоичной системе} \quad \begin{array}{r} 101010 \\ +\,110110 \\ \hline 1100000 \end{array}$$

Умножение многоразрядных двоичных чисел сводится к суммированию произведений множимого на все разряды множителя, при этом произведение множимого на i-й справа разряд множителя сдигается на i разрядов влево. При умножении множимого на каждый разряд множителя (в двоичной системе) используется таблица умножения:

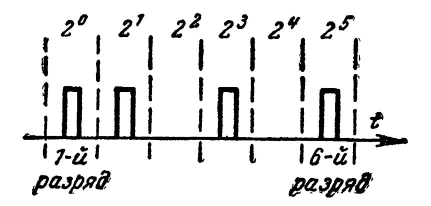


Рис. 20-1. Представление двоичного числа 101011 (43) в виде последовательности импульсов, образующих код числа.

$0\times0=0$; $1\times0=0$;
$0\times1=0$; $1\times1=1$.

Так как в каждом разряде двоичного числа стоит либо единица, либо нуль, то произведение множимого на любой разряд множителя равно либо самому множимому, либо нулю. Например,

$$\begin{array}{r} 54 \\ \times\,42 \\ \hline 108 \\ +\,216 \\ \hline 2268 \end{array}$$

или аналогично в двоичной системе

$$\begin{array}{r} 110110 \\ \times\,101010 \\ \hline 000000 \\ 110110 \\ +\,000000 \\ 110110 \\ 000000 \\ 110110 \\ \hline 100011011100 \end{array}$$

Место запятой при двоичном умножении определяется так же, как и при десятичном.

Вычитание в ЭЦМ обычно заменяется сложением уменьшаемого с числом, представляющим собой дополнительный код вычитаемого, а единица самого старшего разряда полученной суммы отбрасывается. При образовании дополнительного кода в каждом двоичном разряде вместо единицы берется нуль, а вместо нуля — единица и прибавляется единица в низшем разряде полученного таким образом числа. Например,

$$54-42=12$$

или в двоичной системе

$$110110-101010=110110+010110^{*}=0001100.$$

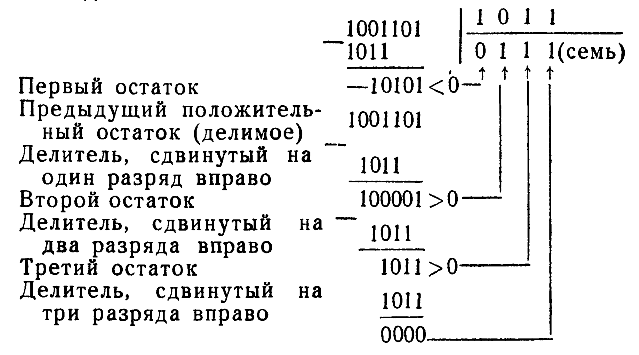
* Здесь 010110=010101+000001.

Для изображения алгебраических чисел перед самым старшим разрядом числа вводится один разряд знака, при этом нуль в разряде знака обычно является кодом положительного, а единица — отрицательного числа.

Деление чисел в двоичной системе сводится к последовательному вычитанию делителя сначала из делимого, а затем из очередного остатка. При каждом вычитании определяется очередная цифра частного по правилу: если в результате вычитания получилась положительная разность или нуль, то в частном ставится единица, а полученная разность является очередным остатком; если же в результате вычитания получилась отрицательная разность, то в частном ставится нуль, а в качестве очередного остатка берется предыдущий остаток. После каждого вычитания делитель сдвигается на один разряд вправо. Например,

$$77:11=7$$

или в двоичной системе



Таким образом, все арифметические действия сводятся к сложению и сдвигам кодов чисел (прямых или дополнительных). Для решения более сложных математических задач, включающих такие действия, как извлечение корня, определение тригонометрических величин, дифференцирование, интегрирование и т. п., пользуются методами приближенных вычислений, позволяющими заменить сложную математическую операцию выполнением обычных арифметических действий. Так, например,

$$\sin x \approx x - \frac{x^3}{6}.$$

Эта приближенная формула дает погрешность не более 10%, если x меняется от —93,5° до +93,5°.

20-4. ЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ВЫПОЛНЕНИЯ АРИФМЕТИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ НА ЭЦМ

Использование двоичной системы счисления в ЭЦМ и возможность замены всех арифметических операций сложением прямых или дополнительных кодов и осуществлением сдвигов позволяют представить все операции в машине с помощью простых логических операций, реализуемых электронными логическими схемами.

Рассматривая таблицу сложения в двоичной системе счисления:

$$0+0=0$$

$$1+0=1$$

$$0+1=1$$

$$1+1=0+\text{единица перноса},$$

можно заключить следующее: 1) единица переноса появляется только в том случае, если И первое И второе слагаемые равны единице; 2) нуль в результате сложения получается в двух случаях: а) если И первое И второе слагаемые равны нулю, И НЕТ единицы переноса; б) если И первое И второе слагаемые равны единице И есть единица переноса; 3) единица в результате сложения получается в случае, если ИЛИ первое, ИЛИ второе слагаемое равно единице И нет единицы переноса.

Результат приведенных логических рассуждений состоит в появлении двух событий: образовании результата сложения и образовании единицы переноса. Каждое из этих событий характеризуется двумя признаками: или оно произошло, или оно не произошло. То же самое относится и к исходным событиям: наличию или отсутствию единицы в слагаемых.

Все варианты сложения получены путем логической связи исходных событий между собой словами «И», «ИЛИ», «НЕ». Эти слова означают три основные логические операции: 1) операция логического сложения «ИЛИ»; 2) операция логического умножения «И»; 3) операция отрицания «НЕ».

В электронной цифровой машине наличию или отсутствию события соответствует наличие или отсутствие электрического сигнала, а выполнение логических операций достигается с помощью трех основных логических схем: 1) собирательной схемы (логическая схема «ИЛИ»), дающей на выходе сигнал при наличии одного ИЛИ нескольких сигналов на входах; 2) схемы совпадений (логическая схема «И»), дающей сигнал на выходе при одновременном наличии сигналов на всех входах; 3) схемы отрицания (логическая схема «НЕ»), дающей сигнал на выходе при отсутствии сигнала на входе.

Сложение электрических сигналов, соответствующих цифрам 1 и 0 в двоичной системе счисления, может быть выполнено с помощью комбинации трех основных логических схем, носящей название **одноразрядного двоичного полусумматора** (рис. 20-2). Для

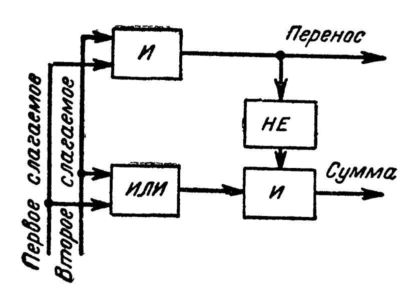


Рис. 20-2. Логическая схема двоичного полусумматора.

образования единицы переноса используется схема «И», дающая сигнал на выходе в случае равенства единице обоих слагаемых. Для получения суммы используется вторая схема «И», на выходе которой получается сигнал единицы, когда одно из слагаемых равно единице (на выходе схемы «ИЛИ» есть сигнал) и нет переноса (на выходе схемы «НЕ» есть сигнал). Во всех остальных случаях на обоих выходах сигнал отсутствует. Для правильной работы полусумматора сигналы на оба его входа должны подаваться одновременно, что является некоторым недостатком. Этого недостатка лишены схе-

мы, в которых вместо элементарных логических элементов используются электронные реле (триггеры).

Реализация в ЭЦМ более сложных логических операций выполняется аналогичным образом.

20-5. СОСТАВ ЭЦМ И ПРИНЦИП ЕЕ РАБОТЫ

Каждая ЭЦМ содержит следующие основные устройства (рис. 20-3).

1. Устройство ввода (УВ) исходных данных и программы вычислений, предназначенное для ввода в машину кодов чисел, участвующих в счете, и кодов команд. Предварительно все коды наносятся в виде отверстий (пробивок) на перфокартах или перфоленте и при прохождении через УВ фотоэлектрическим способом превращаются в последовательность импульсов. При использовании ЭЦМ в системах управления различными объектами входные данные часто имеют форму непрерывно изменяющихся физических величин (напряжения, токи, углы поворота, линейные перемещения и т. п.). В этих случаях УВ данных в ЭЦМ содержит преобразователи непрерывных величин в цифровой код.

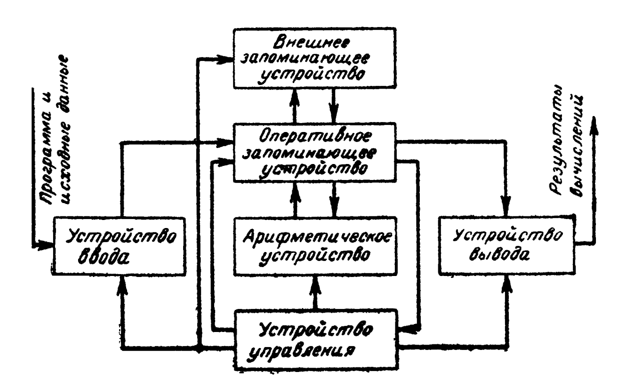


Рис. 20-3. Блок-схема ЭЦМ.

2. Оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), предназначенное для хранения исходных данных, программы вычислений и промежуточных результатов счета. Перед началом счета исходные данные и программа заносятся в ОЗУ через УВ. Оперативное запоминающее устройство должно обладать способностью быстро воспринимать и выдавать информацию, что в значительной степени определяет общее быстродействие машины. В качестве элементов памяти используются ферритовые кольца, а в машинах малой скорости — магнитные барабаны и, реже, линии задержки. Емкость ОЗУ составляет 1 000—8 000 и более чисел.

3. Арифметическое устройство (АУ), предназначенное для выполнения арифметических и логических операций над числами и командами. Основной элемент АУ — электронный сумматор, включающий триггерные ячейки. Арифметические устройства современных ЭЦМ могут выполнять до 100 000 и более арифметических операций в секунду.

4. Устройство вывода результатов (УВР), предназначенное для регистрации результатов счета. Обычно оно представляет собой электромеханическое или фотоэлектрическое печатающее устройство, преобразующее электрические коды чисел в печатные знаки. Скорость печати доходит до 20 и более чисел в секунду.

5. Внешнее запоминающее устройство (ВЗУ), предназначенное для хранения большого объема числового материала, который в процессе счета по частям вводится в ОЗУ или поступает из него. Внешние запоминающие устройства строятся на принципах магнитной записи с использованием магнитных лент, магнитных дисков и магнитных барабанов. Их емкость практически неограничена.

6. Устройство управления (УУ), предназначенное для управления работой всех устройств машины в процессе счета в соответствии с программой. Оно состоит из большого количества электронных логических схем, связанных между собой.

Решение задачи на ЭЦМ производится по определенной программе, составленной заранее на основании заданного алгоритма. Программа вычислений — последовательность команд, полностью описывающая процесс вычислений. Каждая команда содержит указания о том, какое действие необходимо выполнить, над какими числами и куда следует направить результат. Команда выполняется в течение рабочего цикла машины, длительность которого может быть постоянной или переменной (в зависимости от выполняемой операции и типа машины). Все исходные числа и команды перед началом решения заносятся в ячейки ОЗУ. Каждая ячейка имеет свой порядковый номер (адрес). Команды в ЭЦМ также представляются в виде чисел (числовых кодов).

В большинстве существующих ЭЦМ используются трехадресные или одноадресные команды. Трехадресная команда содержит четыре части: код операции, адрес первого числа, адрес второго числа и адрес ячейки ОЗУ, куда нужно направить результат. Например, команда

+	A	B	C

означает: сложить число, находящееся в ячейке А, с числом в ячейке В и направить результат в ячейку С.

Одноадресная команда содержит две части: код операции и адрес второго числа. При этом первое число предварительно «запоминается» в специальном запоминающем устройстве (регистре), входящем в состав арифметического устройства машины. Регистром называется устройство, предназначенное для запоминания и длительного хранения кода одного числа. Например, команда

+	B

означает: сложить число, находящееся в регистре АУ, с числом в ячейке В и результат записать в регистр АУ. Для помещения результата в ячейку ОЗУ необходимо использовать специальную команду «посылка в ОЗУ». В конструктивном отношении одноадресные машины проще трехадресных, но программы для них имеют больший объем.

Последовательность работы отдельных устройств ЭЦМ в процессе решения задачи при трехадресных командах состоит в следующем. Программа решения задачи и исходный числовой материал, представленные в форме цифровых кодов, предварительно пробиваются на перфокартах или перфоленте и через УВ заносятся в ячейки ОЗУ, часть которых отводится для команд, а часть для чисел. После этого весь процесс счета происходит автоматически. По сигналу УУ первая команда извлекается из ОЗУ и поступает в дешифратор команд УУ. В результате расшифровки кода операции УУ вырабатывает группу сигналов (признаков опера-

ции), характерных для каждой операции. Признаки операции поступают на АУ и настраивают отдельные узлы его на выполнение той операции, в результате расшифровки кода которой образовалась данная группа признаков.

Важной особенностью ЭЦМ является их способность автоматически, т. е. без вмешательства человека, изменять ход вычислительного процесса в зависимости от полученных в ходе вычислений результатов. Такая возможность должна быть заранее предусмотрена программой, а для ее практической реализации в ЭЦМ вводятся специальные операции, важнейшие из которых — операции условных переходов и операции изменения команд (модификация команд).

Команды условных переходов (УП) отличаются от всех других команд тем, что в их адресной части указываются номера ячеек памяти, в которых хранятся не числа, а последующие команды. Команда УП реагирует на специальный сигнал, вырабатываемый в результате выполнения предыдущей операции (признак результата), который может иметь значение 0 или 1. Признак результата обычно обозначается символом ω. Пусть, например, $\omega=1$ (если при выполнении арифметической операции получился отрицательный результат или в результате сравнения двух чисел они оказались неравными) и $\omega=0$ (в других случаях). Тогда, применяя команду условного перехода в зависимости от полученного в предыдущей операции значения сигнала ω, можно заставить машину или выполнять следующую по счету команду или перейти к выполнению команды, адрес которой указан в адресной части команды условного перехода.

Пусть в соответствии с результатом выполнения операции сравнения двух чисел (команды в ячейке k) требуется выполнять одну из двух частей программы: одна начинается с ячейки $k+2$ и используется при совпадении сравниваемых чисел, другая начинается с ячейки $k+m$ и используется при несовпадении сравниваемых чисел. Такое разветвление программы можно осуществить, если в ячейку с номером $k+1$ записать команду условного перехода

$$|\text{УП}\,|\,k+m\,|.$$

В результате выполнения этой команды машина перейдет к выполнению команды по адресу $k+1$, если $\omega=0$ (числа равны), или команды по адресу $k+m$, если $\omega=1$ (числа не равны).

Модификация команд основана на использовании того обстоятельства, что команды в ЭЦМ представляются так же, как и числа с помощью цифровых кодов, т. е. являются числами. Значит, над командами можно производить те же арифметические и логические операции, что и над числами. Например, прибавляя к команде некоторое число, мы можем получить новую команду, которая будет отличаться от исходной или адресной частью, или кодом операции, или тем и другим одновременно.

Команды условных и безусловных (независимо от значения сигнала ω) переходов и модификации команд позволяют реализовать на ЭЦМ не только разветвляющиеся программы, но и так называемые циклические программы, т. е. такие, которые автоматически многократно повторяются каждый раз при новых исходных данных. В этих случаях для возвращения в начало программы после очередного ее выполнения используется команда условного (или безусловного) перехода, а перед каждым очередным выполнением программы модифицируются адресные части ее некоторых команд (выполняется переадресация), в результате чего очередной цикл выполнения программы происходит с числами, находящимися в новых (модифицированных) адресах.

Сигналы, относящиеся к адресной части команды, воздействуют через УУ на ОЗУ таким образом, что сначала из ОЗУ вызывается в АУ число по первому, а затем по второму адресу. Арифметическое устройство исполняет заданную операцию над числами. К моменту окончания операции УУ подготавливает соответствующие цепи машины для записи результата операции из АУ в ячейку ОЗУ, указанную по третьему адресу. Таким образом, в течение рабочего цикла машины УУ осуществляет синхронизацию работы отдельных узлов и устройств машины так, чтобы обмен информацией между ними происходил во вполне определенной последовательности.

Количество команд, уже выполненных машиной, фиксируется счетчиком команд, расположенным в УУ. Число, накопившееся в счетчике, указывает номер ячейки ОЗУ, из которой вызывается следующая команда (если команды выполняются последовательно). Если программой предусмотрено изменение порядка выполнения команд, то для этого используется команда, условного или безусловного перехода, по которой содержимое счетчика изменяется таким образом, чтобы в следующем такте из ОЗУ была вызвана соответствующая команда. При необходимости результаты выполнения отдельных операций по команде «печать» выводятся из машины через устройство вывода и печатаются.

Вычислительные возможности ЭЦМ в значительной степени определяются емкостью (количеством ячеек) ОЗУ. Если объем вычислений таков, что емкость ОЗУ оказывается недостаточной, то программа и весь числовой материал записываются в ВЗУ, откуда они в процессе решения переписываются по частям в ОЗУ.

20-6. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЭЦМ

Электронная цифровая машина состоит из большого числа простых стандартных элементов (ячеек), опреде-

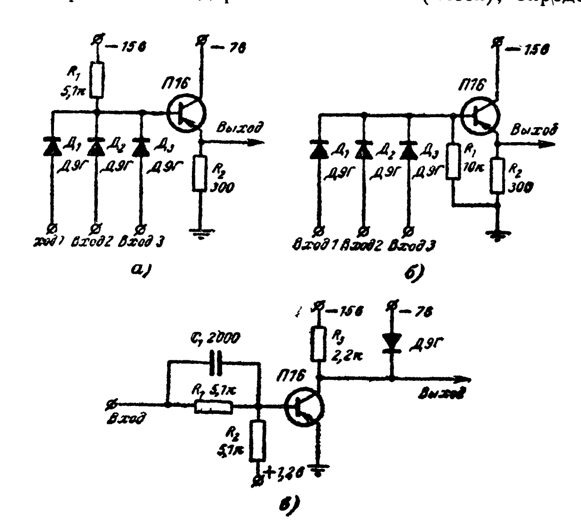


Рис. 20-4. Схемы логических элементов ЭЦМ на транзисторах.

а — схема совпадений; *б* — собирательная схема; *в* — инвертор. Все элементы управляются напряжением двух уровней (0 и —7 *в*) или импульсами отрицательной полярности с амплитудой 6 *в* и обеспечивают до 100 000 переключений в секунду.

ленным образом соединенных между собой и образующих отдельные блоки и устройства машины. К основным элементам ЭЦМ относятся: 1) схема совпадений (схема «И»), имеющая несколько входов и создающая сигнал на выходе только в случае одновременного наличия сигналов на всех входах (рис. 20-4, *а*); 2) собирательная схема (схема «ИЛИ»), имеющая несколько входов и создающая сигнал на выходе в случае наличия сигнала на одном из входов (рис. 20-4, *б*); 3) схема отрицания (схема «НЕ», инвертор), имеющая один вход и создающая на выходе сигнал, обратный по фазе входному сигналу (однокаскадный усилитель, рис. 20-4, *в*); 4) триггер — спусковая схема, имеющая два устойчивых состояния, сопоставляемых с двумя символами (0 и 1) двоичной системы счисления (рис. 20-5).

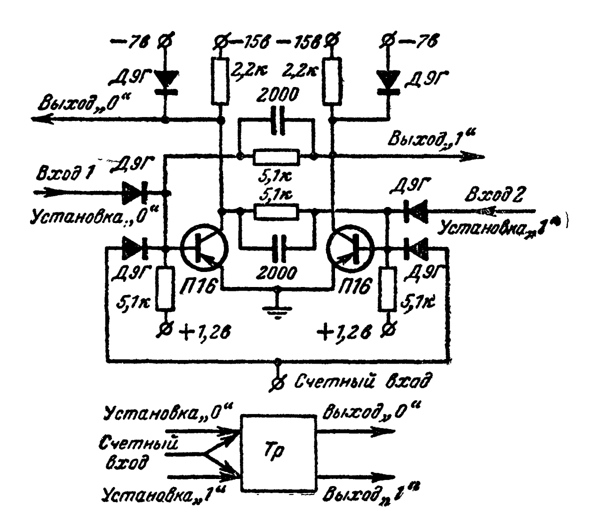
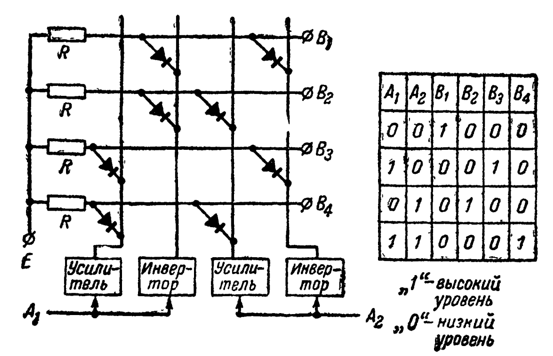


Рис. 20-5. Схема триггера на транзисторах и условное обозначение триггера на схемах.

Состоянию «0» соответствует отсутствие тока в левом (по схеме), а состоянию «1» — в правом транзисторе. Счетный вход нужен для перевода триггера из одного состояния в другое, а входы *1* и *2* служат для установки триггера в состояние «0» или «1». Такой триггер используется в схемах регистров, а при наличии счетного входа — в схемах счетчиков и сумматоров. Управляется он напряжением или импульсами уровней 0 и — 7 *в* и обеспечивает до 100 000 переключений в секунду.



A_1	A_2	B_1	B_2	B_3	B_4
0	0	1	0	0	0
1	0	0	0	1	0
0	1	0	1	0	0
1	1	0	0	0	1

Рис. 20-6. Пример построения избирательной схемы (дешифратора).

Из основных логических элементов ЭЦМ составляются узлы машины. Так, из элементов «И» и «ИЛИ» строятся избирательные схемы (дешифраторы). Дешифратор, представляющий собой многополюсник с *m* входами и *n* выходами, обеспечивает вполне определенную комбинацию сигналов на выходах, соответствующую одной или нескольким вполне определенным комбинациям сигналов на входах (рис. 20-6).

Свойство триггера находиться в одном из двух устойчивых состояний позволяет использовать его в качестве одноразрядного запоминающего элемента (регистра). Регистр на *n* разрядов содержит *n* триггеров.

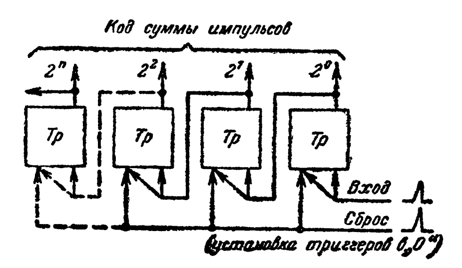


Рис. 20-7. Счетчик импульсов на триггерах. Состояние цепочки триггеров отображает в двоичном коде число импульсов, поступивших на вход.

При наличии дополнительных элементов, управляющих работой регистра, запись и считывание числа в регистре могут производиться сразу по всем разрядам (параллельный код) или последовательно разряд за разрядом (последовательный код). Поэтому регистры применяются для преобразования параллельного кода в последовательный и обратно. При умножении, делении и других

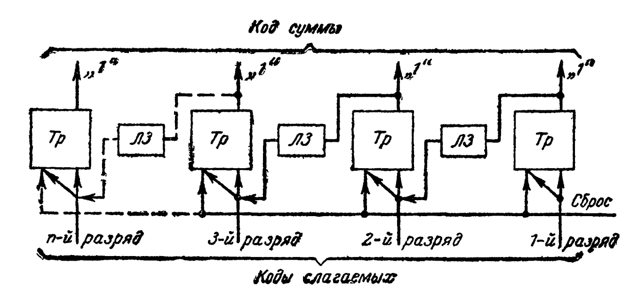


Рис. 20-8. Двоичный сумматор на триггерах.

При поступлении кода первого числа цепочка триггеров «запоминает» его. При поступлении кода второго числа происходит поразрядное сложение. Если в каком-либо разряде обоих слагаемых стоит единица, то соответствующий триггер *Тр* устанавливается в нуль и образуется сигнал переноса, который через линию задержки *ЛЗ* передается в старший разряд (время задержки должно превышать время опрокидывания триггера).

действиях число в регистре может быть сдвинуто на один или несколько разрядов вправо или влево. Такие регистры называются сдвигающими. Для считывания и сдвига чисел используются считывающие или сдвигающие импульсы.

На триггерах строятся схемы счетчиков импульсов и сумматоров двоичных чисел (рис. 20-7 и 20-8).

20-7. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕКОТОРЫХ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ ЭЦМ

Тип машины	Число двоичных разрядов	Запоминающее устройство	Емкость запоминающего устройства	Скорость вычислений (число операций в секунду)	Количество электронных приборов
БЭСМ	39	Ферритовые сердечники (Ф), магнитный барабан (МБ), магнитные ленты (МЛ)	Ф—2 047, МБ—5 720, МЛ—120 000	13 000 сложений, 3 700 умножений	5 000 ламп, 5 000 диодов
«Стрела»	43	Электроннолучевые трубки (ЭТ), магнитные ленты (МЛ)	ЭТ—2 048, МЛ—100 000	2 000—3 000	6 400 ламп, 60 000 диодов
М-3	30	Магнитный барабан (МБ), предусмотрено добавление быстродействующего ЗУ на ферритах (Ф)	МБ—1 024, Ф—1 024	30 при МБ, 2 000 при Ф	800 ламп
«Урал»	36	Магнитный барабан (МБ), магнитная лента (МЛ), перфолента (ПЛ)	МБ—1 024, МЛ—40 000, ПЛ—10 000	100	836 ламп
«Урал-2»	40	Ферритовые сердечники (Ф), магнитный барабан (МБ), магнитная лента (МЛ)	Ф—2 048, МБ—8×8 192, МЛ—100 000	5 000	2 100 ламп

20-8. ЭЛЕКТРОННЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ МАШИНЫ НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

В электронных цифровых машинах все математические действия производятся над величинами, выраженными в числовой форме с помощью кодов. Непрерывно изменяющаяся физическая величина, например напряжение на зажимах колебательного контура, изображается в них в виде дискретного ряда чисел. Кроме такого способа решения математических задач, основанного на численных методах, существует другой, основанный на моделировании (воспроизведении) явлений, подлежащих количественному исследованию. При моделировании числовые характеристики исследуемых процессов изменяются непрерывно, так что два соседних не равных по величине значения могут различаться на сколь угодно малую величину. Практическая потребность в моделировании возникает в связи с тем, что, прежде чем строить сложное сооружение или машину, экономически выгоднее исследовать их на модели и получить полную уверенность в том, что проектируемое сооружение или машина будут полностью удовлетворять поставленным требованиям.

Моделирование может быть физическим, когда процессы в модели имеют ту же физическую природу, что и в исследуемом объекте, или математическим, когда процессы в модели имеют иную физическую природу, но аналогичные с изучаемым явлением количественные закономерности. Примерами физического моделирования могут служить исследование моделей летательных аппаратов в аэродинамических трубах, исследование моделей плотин гидроэлектростанций в специальных бассейнах и др.

В основе математического моделирования лежат законы подобия различных по своей природе физических явлений. Подобие проявляется, в частности, в том факте, что многие процессы, имеющие различную физическую сущность, описываются аналогичными количественными закономерностями (одинаковыми математическими уравнениями). Например, закон всемирного тяготения, выраженный количественно как $F=k\frac{m_1m_2}{r^2}$, показывает, что сила взаимного притяжения F двух тел с массами m_1 и m_2 прямо пропорциональна произведению масс и обратно пропорциональна квадрату расстояния r между телами. Совершенно аналогичную форму имеет и закон взаимодействия двух электрических зарядов, только здесь вместо масс нужно взять величины этих зарядов. Изменение напряжения на обкладках конденсатора, заряжаемого от источника постоянного напряжения через сопротивление, подчиняется, например, тем же количественным закономерностям, что и нарастание скорости вала электродвигателя при подаче напряжения на его обмотку. Наибольшее практическое значение имеют методы электрического моделирования, так как наиболее удобной для изучения и воспроизведения в лабораторных условиях является область электрических явлений.

Устройство, структура которого может изменяться так, чтобы происходящие в нем процессы подчинялись тем же количественным закономерностям, что и изучаемое явление, называется **моделирующей установкой** (машиной). Так как величины, характеризующие изменение процессов в модели, изменяются непрерывно и аналогично изменению характеристик изучаемых на модели процессов, то моделирующие устройства называют также вычислительными машинами непрерывного действия или **машинами-аналогами**.

Результаты решения исследуемых на моделирующих установках задач получаются в форме непрерывно изменяющихся электрических напряжений, регистрируемых с помощью шлейфовых или электронных осциллографов, а также самописцев различных типов. Точность решения задач на электронных моделях составляет 1—5%, что в ряде случаев вполне достаточно для практических целей.

Область применения электронных моделей очень обширна и охватывает следующие наиболее важные для науки и техники вопросы: 1) исследование и проектирование систем автоматического регулирования и управления машинами и производственными процессами; 2) испытания реальных устройств автоматического регулирования и управления на электронной модели объекта управления (например, самолета или корабля); 3) анализ работы и выбор характеристик электрических цепей и систем. Важным свойством электронных моделей является простота их сочленения с реальными устройствами для совместной работы. Это позволяет в условиях лаборатории проводить весьма полные исследования и

испытания отдельных реальных узлов сложных систем, всесторонне исследовать поведение машины или целой системы машин в процессе проектирования, что дает огромный экономический выигрыш.

20-9. ПРИНЦИПЫ РЕШЕНИЯ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ЗАДАЧ НА ЭЛЕКТРОННЫХ МОДЕЛЯХ

Блок-схемы для решения математических задач

Получение количественных характеристик, описывающих физические процессы, происходящие в различных машинах, приборах, электрических схемах и т. п., возможно в том случае, если известны законы, которым эти явления подчиняются (например, законы Ома и Кирхгофа в электротехнике, законы Ньютона в механике и т. п.). Физические законы выражаются в виде математических формул, устанавливающих связь между величинами, характеризующими рассматриваемое явление. Зная закон и некоторые характеристики процесса, можно найти неизвестные характеристики, выполнив ряд математических операций (например, зная напряжение на зажимах известного сопротивления, можно рассчитать ток через сопротивление, зная индуктивность и емкость, можно найти резонансную частоту контура и т. п.).

Для выполнения различных математических операций в электронных моделях имеются разнообразные решающие элементы, которые соединяются между собой так, чтобы электрические процессы в получившейся схеме подчинялись тем же закономерностям, что и изучаемый процесс. **Решающим элементом** называется устройство с одним или несколькими входами и выходом, работающее так, что между входными и выходной величинами имеется однозначная математическая зависимость (например, выходная величина пропорциональна сумме или произведению входных величин).

Перед тем как набрать из решающих элементов схему для решения поставленной задачи, необходимо представить ее в виде блок-схемы, которая позволяет определить количество и типы решающих элементов, их параметры и характер взаимных связей между ними.

Пусть, например, искомая величина x связана с величиной y соотношением

$$x = y + ay^2.$$

Процесс решения этой задачи можно представить в виде блок-схемы, показанной на рис. 20-9, *а*. Если решающие элементы не позволяют производить умножение на $a > 1$, то это уравнение преобразуют к виду

$$\frac{1}{a}x = \frac{1}{a}y + y^2$$

и решение его выполняют по блок-схеме, показанной на рис. 20-9, *б*. В результате получается искомая величина x, уменьшенная в a раз.

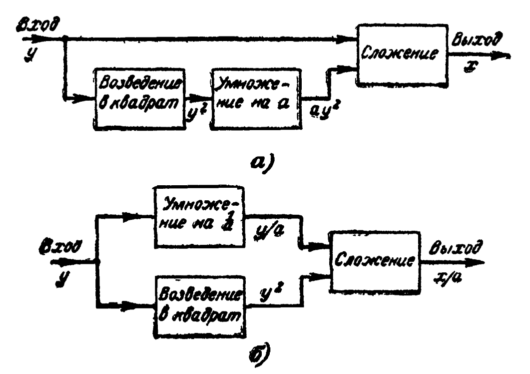


Рис. 20-9. Блок-схема для решения уравнения $x = y + ay^2$.

Если для решения задана система уравнений

$$x = ay + b;$$
$$y = cx + d,$$

то каждое уравнение решается электрически для своей переменной с помощью группы решающих элементов, а

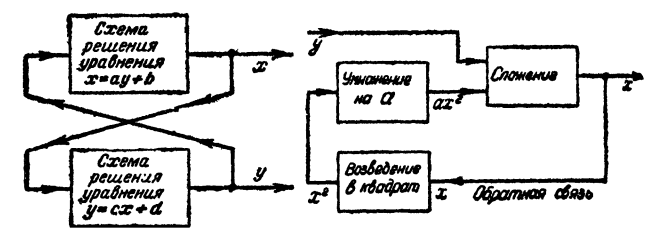


Рис. 20-10. Блок-схема для решения системы уравнений.

Рис. 20-11. Блок-схема для решения уравнения $x = y + ax^2$.

результат решения подается на вход следующей группы элементов, из которых составлена схема решения другого уравнения (рис. 20-10).

Приведем еще, как пример, решение уравнения

$$x = y + ax^2.$$

Здесь величину x невозможно выразить в явном виде, чтобы составить блок-схему решения. Для преодоления этой трудности необходимо рассматривать величину x, стоящую в правой части уравнения, как известную, ибо она должна получиться на выходе схемы решения, и подать ее на вход схемы, образовав таким образом заданное математическое соотношение (рис. 20-11). В этом случае блок-схема содержит цепь обратной связи, как и в примере с системой уравнений.

Сущность операции интегрирования

В большом числе практических случаев изучаются такие процессы, количественные характеристики которых изменяются во времени. Например, при изучении процессов запуска искусственных спутников Земли важно знать, как изменяются во времени координаты ракеты-носителя, ее скорость и ускорения. Без проведения таких предварительных расчетов нельзя осуществить точный запуск. При расчете различных импульсных схем и устройств необходимо определить, как будут изменяться напряжения и токи в различных точках схемы при изменении входных напряжений или режимов питания схемы. Не сделав этого, нельзя быть уверенным, что электрические сигналы в схеме будут иметь заданную частоту, форму и длительность.

Для решения подобных задач с успехом применяются электронные модели, однако в этих случаях используются более сложные решающие элементы, позволяющие по известной скорости изменения физической

величины найти саму эту величину в процессе ее изменения во времени.

Сущность работы таких решающих элементов состоит в следующем. Допустим, нам известно, что некоторая величина V (например, напряжение в какой-либо точке схемы или расстояние до некоторого движущегося объекта) в момент времени t_1 имеет значение V_1 и, начиная с этого момента, изменяется с постоянной скоростью v. Пусть нам нужно узнать, чему будет равна величина V в момент времени t_2.

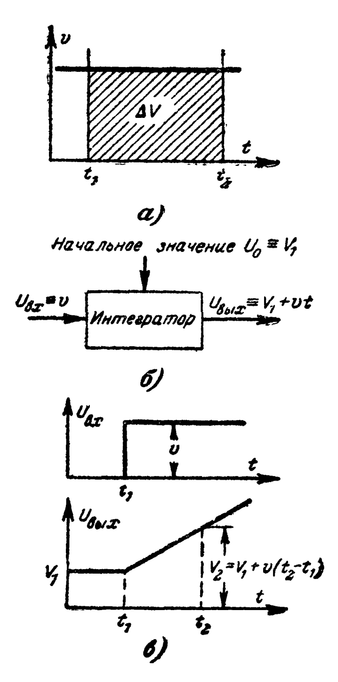


Рис. 20-12. Пояснение операции интегрирования. Знак ≡ означает пропорциональность величин.

Очевидно, что она может быть подсчитана по формуле

$$V_2 = V_1 + v(t_2 - t_1),$$

т. е. за промежуток времени $t_2 - t_1$ величина V увеличилась (или при $v < 0$ уменьшилась) на

$$\Delta V = v(t_2 - t_1).$$

На рис. 20-12, *а* приведен график изменения скорости величины V, из рассмотрения которого видно, что приращение ΔV за промежуток времени $t_2 - t_1$ численно равно площади, ограниченной кривой изменения скорости, осью абсцисс и вертикальными прямыми, проходящими через абсциссы t_1 и t_2 (эта площадь на рисунке заштрихована).

Таким образом, рассматриваемый решающий элемент должен выполнять операцию, геометрический смысл которой заключается в нахождении площади фигуры с указанными границами. Такая операция называется **интегрированием**, а выполняющий ее решающий элемент — **интегратором**. Геометрический смысл интегрирования остается таким же и в том случае, если скорость v сама изменяется во времени.

Для решения поставленной выше задачи с помощью электронного интегратора на его вход нужно подать напряжение, соответствующее в некотором масштабе скорости изменения величины V (или v) и задать начальное значение V_1 также в виде некоторого напряжения на его выходе (рис. 20-12, *б*). После включения схемы на ее выходе можно наблюдать напряжение, величина которого в каждый момент времени в некотором масштабе равна переменной величине V (рис. 20-12, *в*).

Типы основных решающих элементов

Для составления схем решения задач различной сложности используются следующие решающие элементы: 1) устройства для получения суммы нескольких величин; 2) устройства для умножения на постоянную величину; 3) устройства для изменения знака переменной величины; 4) устройства для перемножения двух величин; 5) интегрирующие устройства; 6) устройства для умножения на величину, изменяющуюся во времени (вариаторы коэффициентов); 7) устройства для образования функций переменных величин.

В некоторых электронных моделях используют решающие элементы, выходная величина которых пропорциональна скорости изменения входной величины. Такие элементы называются **дифференцирующими**.

Представление переменных величин в электронной модели

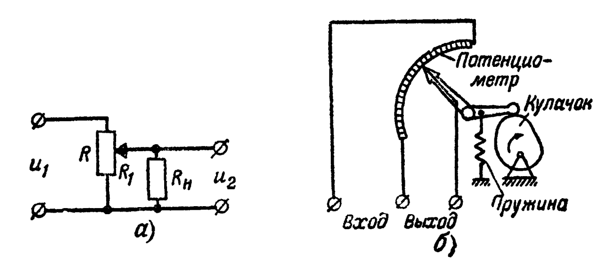
Физические величины, используемые в решаемой задаче, представляются в электронной модели напряжениями. Эти напряжения называются **машинными переменными**. В модели устанавливаются математические зависимости не между исходными переменными, а между их аналогами — машинными переменными.

В большинстве моделей машинные переменные изменяются в пределах ±100 *в*, поэтому за единицу их измерения принимают **машинную единицу**, равную ста вольтам.

20-10. ВЫПОЛНЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ С ПОМОЩЬЮ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Умножение на постоянный и переменный коэффициенты

Для умножения на постоянный коэффициент можно использовать делитель напряжения или линейный потенциометр (рис. 20-13, *а*), если величина постоянного ко-



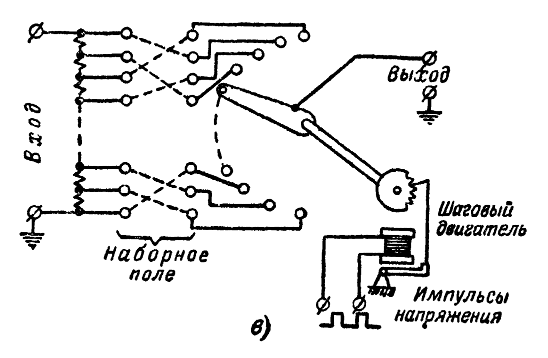


Рис. 20-13. Схемы умножения на постоянный и переменный коэффициенты.

а — делитель напряжения; *б* — кулачковый вариатор коэффициентов; *в* — вариатор коэффициентов с многополюсным переключателем, приводимым в движение шаговым двигателем.

эффициента K заключена между нулем и единицей. При этом справедливо соотношение

$$u_2 = K u_1,$$

где

$$K = \frac{R_1}{R}.$$

Значение установленного коэффициента может быть прочитано по шкале потенциометра, градуировка которой будет равномерной (линейной), если сопротивление нагрузки, включенное на выходе схемы, очень велико, а источник входного напряжения обладает достаточной мощностью.

Если потенциометр нагружен на сопротивление $R_н$, то

$$u_2 = K_1 u_1,$$

где

$$K_1 = K - \frac{K^2(1-K)\frac{R}{R_н}}{1+K(1-K)\frac{R}{R_н}}.$$

Влияние нагрузки приводит к зависимости коэффициента передачи K_1 от величин нагрузки и плеч потенциометра и уменьшается с увеличением $R_н$.

Устройства, предназначенные для умножения на изменяющийся во времени коэффициент, называются **вариаторами коэффициентов** или блоками переменных коэффициентов. В вычислительной технике применяют электромеханические и электронные вариаторы коэффициентов.

Простейший электромеханический вариатор представляет собой линейный потенциометр или делитель напряжения, положение движка (отвода) которого изменяется во времени в соответствии с заданной зависимостью. На вход потенциометра подается напряжение, которое нужно умножить на переменный во времени коэффициент. Элементом, изменяющим соотношение плеч потенциометра, может быть профилированный кулачок или многополюсный переключатель с большим количеством контактов (рис. 20-13, *б* и *в*).

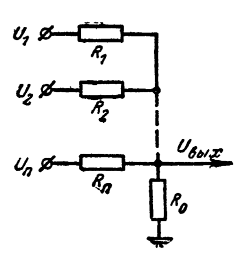


Рис. 20-14. Схема суммирования напряжений на сопротивлениях.

Суммирование

Для получения напряжения, пропорционального сумме нескольких напряжений, можно использовать суммирующую цепь на сопротивлениях (рис. 20-14). Из условия равенства нулю суммы всех токов, притекающих к выходному зажиму, можно получить выражение для напряжения на выходе схемы

$$U_{вых} = \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \dots + \frac{U_n}{R_n}\right) \times$$
$$\times \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_0}}.$$

Как следует из полученного выражения, характеристики цепи сильно зависят от нагрузочного сопротивления R_0 и в цепи имеет место значительное ослабление сигнала. При $R_0 = R_1 = R_2 = \dots = R_n$:

$$U_{вых} = \frac{1}{n-1}(U_1 + U_2 + \dots + U_n).$$

Умножение

Простейшее множительное устройство состоит из линейного потенциометра и следящей системы, управляющей положением его движка. Если на вход потенциометра подать напряжение U_1, а положение движка потенциометра сделать пропорциональным напряжению U_2, то выходное напряжение будет пропорционально произведению U_1U_2.

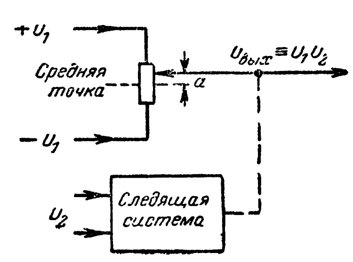


Рис. 20-15. Множительное устройство со следящей системой.

Следящая система для перемещения движка состоит из усилителя и электродвигателя. На вход следящей системы подается напряжение U_2 и ее электродвигатель поворачивает ось движка на соответствующий угол a (рис. 20-15). Для того чтобы напряжение U_2 могло принимать как положительные, так и отрицательные значения, к одному концу потенциометра подводится напряжение $+U_1$, а к другому $-U_1$. При этом выходное напряжение $U_{вых}$ по-прежнему будет пропорционально произведению U_1U_2 при любых комбинациях их знаков.

Решающие усилители

Недостатки решающих элементов на сопротивлениях (например, сильное влияние сопротивления нагрузки на результат выполнения операции) устраняются в схемах **решающих усилителей**. Последний представляет собой усилитель постоянного тока с

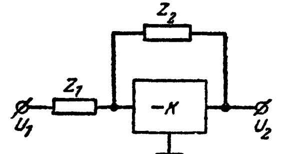


Рис. 20-16. Схема решающего усилителя.

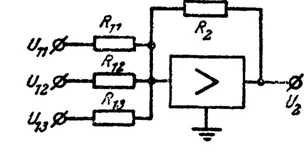


Рис. 20-17. Суммирующий решающий усилитель.

обратной связью, предназначенный для выполнения математических операций над напряжениями, действующими на входе усилителя. Вид математической операции, выполняемой решающим усилителем, определяется свойствами сопротивления входной цепи Z_1 и сопротивления обратной связи Z_2 (рис. 20-16). Усилитель постоянного тока, входящий в схему решающего усилителя, обычно имеет большой коэффициент усиления и нечетное число каскадов.

Если $Z_1 = R_1$ и $Z_2 = R_2$ (активные сопротивления), то усилитель производит умножение на отрицательный коэффициент и

$$U_2 = -\frac{R_2}{R_1}U_1.$$

При $R_2=R_1=R$ усилитель действует как блок перемены знака (инвертор), т. е.

$$U_2=-U_1.$$

Если на вход усилителя постоянного тока, имеющего активное сопротивление в цепи обратной связи, подать несколько напряжений так, как показано на рис. 20-17, то усилитель будет производить суммирование и

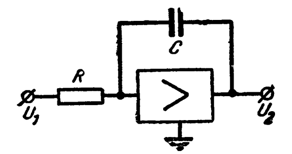


Рис. 20-18. Интегрирующий решающий усилитель.

$$U_2=-\sum_{i=1}^{n}\frac{R_2}{R_{1i}}U_{1i},$$

где $i=1, 2, 3, \ldots, n$.

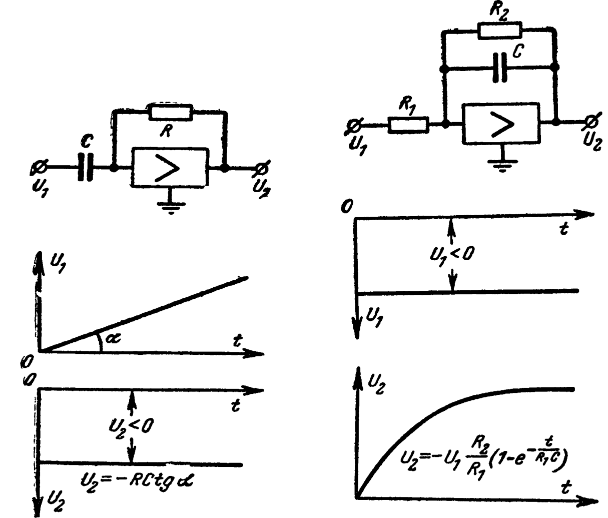


Рис. 20-19. Решающий усилитель для определения скорости изменения входного напряжения.

Напряжение на выходе U_2 пропорционально скорости изменения напряжения на входе U_1 и обратно по знаку.

Рис. 20-20. Решающий усилитель, выполняющий функции инерционного звена.

При постоянном напряжении на входе выходное напряжение изменяется по закону экспоненты.

При $R_2=R_{11}=R_{12}=\ldots=R_{1n}$

$$U_2=-\sum_{i=1}^{n}U_{1i}.$$

Если в цепи обратной связи находится постоянная емкость C, а во входной цепи активное сопротивление R (рис. 20-18), то решающий усилитель выполняет операцию интегрирования. При этом скачок постоянного напряжения на входе дает

$$U_2=-\frac{1}{RC}U_1t,$$

где t — время.

Изменяя характер элементов во входной цепи и цепи обратной связи, можно составить схемы решающих усилителей, выполняющие другие математические операции. В качестве примера на рис. 20-19 показана схема решающего усилителя для определения скорости изменения входного напряжения, а на рис. 20-20 приведена схема решающего усилителя, выполняющего функции инерционного звена.

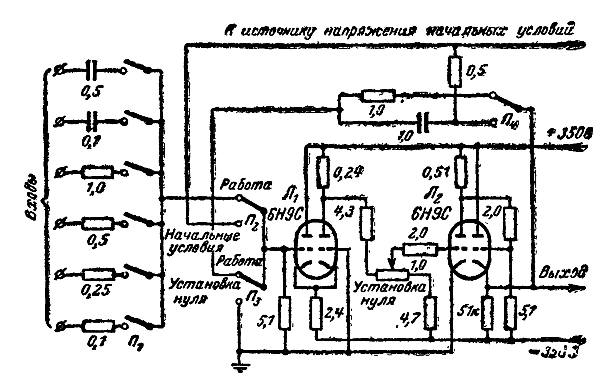


Рис. 20-21. Практическая схема простого решающего усилителя, на базе которого может быть построена моделирующая установка для решения несложных задач.

Основными источниками погрешностей решающих усилителей являются конечное значение коэффициента усиления и уход нуля усилителя постоянного тока. Уход (дрейф) нуля состоит в том, что выходной уровень напряжения чувствителен к изменениям уровней в каскадах всего усилителя из-за непосредственной связи между ними. Это приводит к нарушению основного условия работы усилителей постоянного тока, используемых в электронных моделях, заключающегося в том, что при нулевом напряжении на входе напряжение на выходе также должно быть равно нулю. В результате дрейфа на выходе усилителя появляется напряжение ошибки, которое добавляется к полезному сигналу и ведет к погрешностям вычислений. Ошибки усилителя тем меньше, чем больше его коэффициент усиления.

На рис. 20-21 приведена практическая схема решающего усилителя, которая в зависимости от положения переключателей элементов входной цепи и цепи обратной связи может выполнять различные математические операции над входными напряжениями (умножение на постоянный коэффициент, суммирование, интегрирование). Усилитель постоянного тока состоит из трех каскадов. Входной каскад выполнен на двойном триоде $Л_1$ по дифференциальной схеме с общим катодным сопротивлением, через которое проходит анодный ток обоих триодов. Это способствует уменьшению дрейфа нуля при изменении напряжения источников питания и анодного тока правого (по схеме) триода лампы $Л_1$. Второй каскад с нагрузкой в анодной цепи собран на левом, а третий (катодный повторитель) — на правом триоде лампы $Л_2$. Установка нуля на выходе усилителя осуществляется изменением напряжения на сетке лево-

го триода лампы $Л_2$ при заземленном входе (переключатель $П_3$ в положении «установка нуля»).

В зависимости от решаемой задачи (переключатели $П_2$ и $П_3$ в положении «работа») с помощью переключателей $П_1$ и $П_4$ в входную цепь и цепь обратной связи можно включать сопротивления или емкости. При установке напряжения начальных условий (переключатель $П_2$ в положении «начальные условия», в цепь обратной связи включена емкость) происходит заряд емкости обратной связи от источника напряжения начальных условий. Для ускорения заряда параллельно емкости включается сопротивление. Величина напряжения начальных условий измеряется на выходе усилителя.

20-11. ПРИМЕРЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ НЕКОТОРЫХ ФИЗИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

Подготовка задачи для решения на вычислительной машине непрерывного действия

Так как математическая машина непрерывного действия оперирует не с реальными физическими величинами, а с их аналогами, представляемыми электрическими напряжениями, то перед решением задачи нужно установить соответствие между ними и перейти от реальных переменных величин к «машинным». Такой переход устанавливается соотношением

$$X = m_x x,$$

где X — машинная переменная (напряжение);
x — реальная переменная;
m_x — масштабный множитель.

Масштабный множитель представляет размерную величину, численно равную числу машинных единиц (вольт), содержащихся в единице заменяемой переменной величины. Масштабные множители должны иметь такие значения, при которых все машинные переменные величины в процессе решения задачи не выходят за пределы ± 100 *в*. Поэтому выбор масштабных множителей производят по соотношению

$$m_x \leqslant \frac{100}{|x|_{\text{макс}}}.$$

Процессы, исследуемые на машине, в разных задачах могут отличаться различной скоростью изменения. Для более удобного их изучения часто желательно для одних задач процессы замедлить, а для других — убыстрить. Для этого вводят масштаб времени, связывающий машинное время τ с реальным временем течения процесса t по формуле

$$\tau = m_t t.$$

При $m_t < 1$ процесс в машине протекает быстрее, а при $m_t > 1$ медленнее реального. Значение реального времени t в любой момент решения задачи равно машинному времени τ (отсчитывается с помощью часов), деленному на масштаб времени m_t.

При введении масштаба времени $m_t \neq 1$ изменяются масштабы для скоростей и ускорений параметров исследуемого процесса так, что имеют место следующие соотношения:

$$V_x = m_t v_x;$$

$$A_x = m_t^2 a_x,$$

где V_x и v_x — скорости изменения машинной и реальной переменных;
A_x и a_x — ускорения машинной и реальной переменных.

С помощью приведенных соотношений уравнения изучаемого процесса преобразуются в машинные уравнения, которые и решаются на моделирующей установке. Перед началом решения задачи на выходе каждого интегратора (если такие входят в схему решения) устанавливают напряжение, равное начальному значению машинной переменной в этой точке. Напряжения начальных условий задают путем заряда конденсаторов интеграторов. При этом входные цепи интеграторов до начала решения отсоединяют от сеток ламп усилителей, а в момент начала решения соединяют с ними при одновременном отключении напряжений начальных условий от конденсаторов интеграторов. Для переключений используется релейная автоматика.

Моделирование процесса заряда конденсатора

Пусть требуется изучить на модели процесс заряда конденсатора C через активное сопротивление r от источника постоянного напряжения e. В процессе заряда будут изменяться зарядный ток i и напряжение u на обкладках конденсатора (рис. 20-22, *а*).

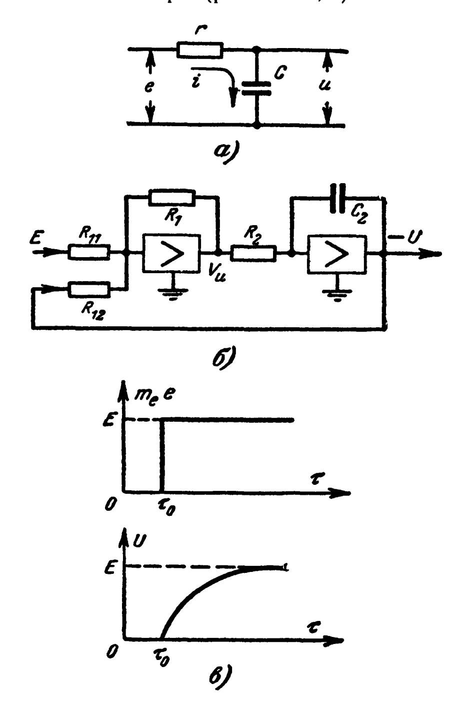


Рис. 20-22. Моделирование процесса заряда конденсатора.

а — схема цепи заряда; *б* — схема модели; *в* — изменение напряжений на входе (E) и выходе (U) модели (τ_0 — момент включения модели).

Для того чтобы написать уравнения процесса заряда, используем простое свойство конденсатора: ток i заряда конденсатора всегда пропорционален скорости v_u изменения напряжения на его обкладках. Коэффициент пропорциональности равен емкости C, т. е.

$$i = C v_u.$$

С другой стороны, для рассматриваемой цепи можно написать:

$$e=ir+u;$$

$$i=\frac{1}{r}e-\frac{1}{r}u.$$

Из этих уравнений можно составить выражение для скорости

$$v_u=\frac{1}{rC}(e-u),$$

а путем интегрирования скорости v_u можно получить напряжение u на обкладках конденсатора.

Для составления машинного уравнения введем обозначения для машинных переменных и масштабных множителей: $E=m_e e$; $U=m_u u=m_e u$; $\tau=m_t t$. Применяя эти соотношения к выражению для v_u, получим машинное уравнение

$$V_u=\frac{m_t}{m_e rC}(E-U).$$

Примем, что величина U известна (она получается интегрированием величины V_u), и тогда для решения задачи можно составить схему, показанную на рис. 20-22, *б*. Здесь первый решающий усилитель решает уравнение для V_u, а второй интегрирует V_u по времени, в результате чего получается напряжение — U (аналог напряжения на обкладках конденсатора), которое подается на вход первого усилителя.

Параметры элементов решающих усилителей выбираются из следующих условий:

$$\frac{R_1}{R_{11}}=\frac{R_1}{R_{12}}=\frac{m_t}{m_e rC};\ \frac{1}{R_2C_2}=1.$$

Напряжение на выходе модели будет изменяться по закону

$$U=E\left(1-e^{-\frac{\tau-\tau_0}{rC}}\right).$$

Для получения истинного значения напряжения u на конденсаторе нужно значение машинной переменной U разделить на m_e, а чтобы получить величину зарядного тока i нужно значение машинной переменной V_u, измеренное на выходе первого решающего усилителя, умножить на $C\frac{m_e}{m_t}$.

Моделирование механических колебаний

Рассмотрим процесс колебаний груза массы m веса P, подвешенного вертикально на упругой пружине (рис. 20-23, *а*). В состоянии равновесия груз находится на расстоянии y_0 от точки подвеса. Очевидно, что если оттянуть груз вниз на величину $\Delta y=y-y_0$, а затем отпустить его, то он начнет колебаться относительно равновесного положения y_0. Для изучения процесса колебаний нужно описать его. математически.

Воспользуемся для этого вторым законом Ньютона (произведение массы тела на ускорение равно сумме сил, действующих на тело). В нашем случае на груз действуют сила веса P, направленная вниз, и сила упругости пружины, направленная вверх и равная произведению коэффициента упругости k на отклонение груза Δy от равновесного положения. Обозначив ускорение груза через a_y, можно написать уравнение движения в виде

$$ma_y=P-k\Delta y.$$

Решить это уравнение, значит, найти, как в процессе движения будут изменяться координата груза y, его скорость v_y, ускорение a_y и каков будет период колебаний T.

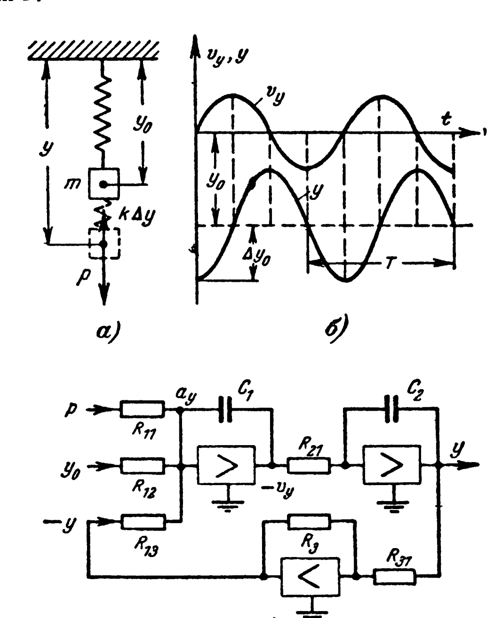


Рис. 20-23. Моделирование механических колебаний.

а — механическая колебательная система с грузом и пружиной; *б*—графики изменения координаты y и скорости v_y груза; *в* — схема модели.

Задача обычно решается при известных значениях P, m, k, y_0 и начальном значении отклонения Δy_0. Выразив из уравнения движения ускорение

$$a_y=\frac{P}{m}-\frac{k}{m}y+\frac{k}{m}y_0,$$

легко видеть, что вычислить ускорение можно с помощью усилителя, на входы которого подаются электрические аналоги величин P, y_0 и y, если последнюю считать известной. Если этот усилитель выполняет операцию интегрирования, то на его выходе мы получим электрический аналог скорости с обратным знаком, т. е. — v_y. Эту величину можно еще раз проинтегрировать с помощью второго решающего усилителя и получить аналог координаты y, который по цепи обратной связи через блок перемены знака подается на вход первого усилителя. Таким образом, схема решения поставленной задачи будет иметь вид, представленный на рис. 20-23, *в*.

Если принять все масштабные коэффициенты равными единице, то для элементов схемы справедливы следующие соотношения:

$$\frac{1}{R_{11}C_1}=\frac{1}{m};\ \frac{1}{R_{12}C_1}=\frac{k}{m};$$

$$\frac{1}{R_{13}C_1}=\frac{k}{m};\ \frac{1}{R_{21}C_2}=1;\ \frac{R_3}{R_{31}}=1.$$

Регистрируя изменение напряжений на выходах решающих усилителей, можно получить графики изменения скорости v_y и координаты y, а по ним определить период колебаний T (рис. 20-23, *б*).

Рассмотренная схема позволяет моделировать колебания любой физической природы (механические, электрические, звуковые и т. п.), если только они описываются аналогичными уравнениями.

20-12. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕКОТОРЫХ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИН НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

Тип машины	Количество решающих усилителей		Количество вариаторов коэффициентов
	Всего	Интеграторов	
ИПТ-5	18	12	18
МПТ-9	48	16	48
МПТ-11	60	12	12
МН-1	36	12	36
МН-2	18	6	12
МН-7	16	6	—
МН-8	80	32	48
ЭМУ-5	12	До 12	—

Продолжение

Тип машины	Количество решающих усилителей		Количество вариаторов коэффициентов
	Всего	Интеграторов	
ЭМУ-8	16	До 16	—
МН-10М	24	До 10	—

ЛИТЕРАТУРА

Кобринский Н., Пикелис В., Быстрее мысли, изд-во «Молодая гвардия», 1963.

Архангельский Н. А., Зайцев Б. И., Автоматические цифровые машины, Физматгиз, 1958.

Смирнов Г. Д., Современные математические машины, Физматгиз, 1959.

Смирнов Г. Д., Электронные цифровые машины, Госэнергоиздат, 1958.

Майоров Ф. В., Электронные цифровые вычислительные устройства (элементы и схемы), Госэнергоиздат, 1957.

Майоров Ф. В., Электронные вычислительные машины и их применение, Воениздат, 1959.

Крайзмер Л. П., Запоминающие устройства, Госэнергоиздат, 1959.

Голышев Л. К., Электронные цифровые вычислительные машины, изд-во «Техника», Киев, 1965.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ПЕРВАЯ

ПИТАНИЕ РАДИОУСТРОЙСТВ

Из различного рода источников электрической энергии, используемых для питания приемников, усилителей и других радиоэлектронных устройств, наиболее широкое распространение получили гальванические элементы и батареи, аккумуляторы и электросеть переменного тока. Гальванические элементы (батареи) и аккумуляторы применяют обычно для радиоустройств, работающих в неэлектрифицированной местности, а также для переносной радиоаппаратуры. В электрифицированной местности, как правило, питание различных главным образом стационарных радиоустройств производится от электросети переменного тока. Необходимое для питания постоянное напряжение в этом случае получают путем выпрямления переменного тока электросети.

Для приемника или другого радиоэлектронного устройства с питанием от батарей важно правильно выбрать подходящую гальваническую или аккумуляторную батарею, а для радиоустройства, питающегося от электросети переменного тока, надо уметь рассчитать выпрямитель.

21-1. ГАЛЬВАНИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И БАТАРЕИ

Гальванические элементы или группы элементов (батареи) относятся к химическим источникам тока, потому что происходящие внутри них химические реакции сопровождаются выделением электрической энергии. Они используются в основном для питания маломощной аппаратуры (батарейных приемников, радиопередвижек, несложных измерительных приборов и т. п.), потребляющей электроэнергию от долей ватта до нескольких ватт при токах от единиц до тысяч миллиампер и напряжениях от единиц до сотен вольт.

В настоящее время широко применяются два вида гальванических элементов и батарей: марганцево-цинковые и окисно-ртутные.

Марганцево-цинковый элемент (рис. 21-1) состоит из цинкового стакана (отрицательный электрод), внутри которого расположен угольный стержень (положительный электрод), помещенный в мешочек с марганцевым деполяризатором. Свободное пространство в стакане заполнено электролитом (раствор нашатыря).

Такие элементы и батареи выпускаются на напряжения от единиц до сотен вольт и емкости от сотых долей до сотен ампер-часов. В зависимости от электрических показателей, назначения и конструкции каждый такой элемент или каждая такая батарея имеет соответствующее обозначение.

В начале обозначения дается начальное напряжение элемента (батареи), выраженное числом в вольтах.

Затем прописной русской буквой или сочетанием из прописных букв указывается назначение батареи (элемента): А — анодная; Н — накальная; П — приборная (для различных приборов); Т — телефонная; Ф —

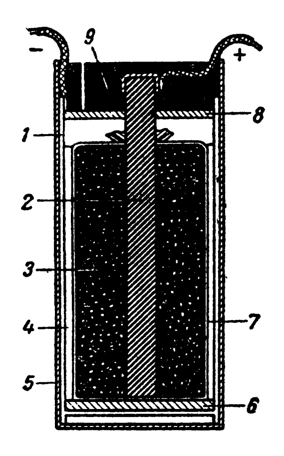


Рис. 21-1. Устройство марганцево-цинкового гальванического элемента.

1 — цинковый стакан; *2* — угольный стержень; *3* — марганцевый деполяризатор; *4* — густой электролит; *5* — картонный футляр; *6* — картонная изолирующая прокладка; *7* — матерчатый мешочек; *8* — картонная крышка; *9* — битумная заливка.

фонарная (для карманного фонаря); АН — анодно-накальная; АС — анодно-сеточная; ГР — геологоразведывательная; РМ — репортерско-магнитофонная, СА — слуховая анодная (для слуховых аппаратов); СН — слуховая накальная; ЭВ — электронная вспышка; АНС — анодно-накально-сеточная; РЗА — радиозондовая анодная.

Далее без знака раздела следуют прописные буквы, характеризующие систему батареи (элемента): МЦ — марганцево-цинковая; ВМЦ — воздушно-марганцево-цинковая; МЦГ — марганцево-цинковая галетная; МЦЧ — марганцево-цинковая чашечковая.

После этого строчной буквой указывается температурная характеристика батареи (элемента): у — универсальная (для работы в интервале температур от —50 до +60° С); х — хладостойкая (от —40 до +60° С). Отсутствие этих букв в обозначении означает, что батарея или элемент может работать в интервале температур от —20 до +60° С.

В конце обозначения дается либо начальная емкость, выраженная числом в ампер-часах, либо число и строчная буква «ч» (часы), показывающие продолжительность работы элемента или батареи при определенной для них нагрузке (при наиболее выгодном сопротивлении внешней цепи). Строчная буква «п» (панельная) после обозначения емкости означает, что батарея имеет панельку с гнездами, к которым подключены ее выводы.

Таким образом, например, обозначение 1,28-НВМЦ-525 соответствует батарее накала с воздушно-марганцево-цинковой системой напряжением 1,28 *в* и емкостью 525 *а·ч*, а обозначение 100-АМЦГ-2,0 присвоено анодной галетной батарее с марганцево-цинковой системой напряжением 100 *в* и емкостью 2 *а·ч*.

Из большого числа различных по назначению и электрическим показателям марганцево-цинковых элементов и батарей радиолюбители наиболее широко используют гальванические элементы типов 1,3-ФМЦ-0,25

Таблица 21-1

Электрические параметры и размеры окисно-ртутных элементов

Тип элемента	Емкость, *а·ч*	Номинальный ток, *ма*	Диаметр, *мм*	Высота, *мм*
ОР-1к	0,2	10	15,6	6,3
ОР-2к	0,5	20	21,0	7,4
ОР-3к	1,0	35	25,5	8,4
ОР-4к	1,6	50	30,1	9,4
ОР-1	0,6	10	15,6	12,5
ОР-2	1,1	20	21,0	13,0
ОР-3	1,8	35	25,5	13,5
ОР-4	2,8	50	30,1	14,0

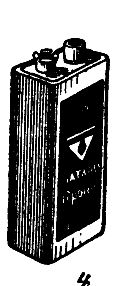
(«Сириус») и 1,6-ФМЦ-3,2 («Сатурн»), батареи для карманного фонаря типа 3,7-ФМЦ-0,5, а также специально выпускаемые для карманных приемников на транзисторах батареи «Крона-1» (напряжение 9 *в*, емкость около 0,17 *а·ч*) и «Крона-2» (напряжение 9 *в*, емкость около 0,34 *а·ч*) Внешний вид и размеры этих элементов и батарей показаны на рис. 21-2.

Окисно-ртутный элемент (рис. 21-3) заключен в стальной корпус, заполненный активной массой, смоченной щелочным электролитом Корпус состоит из основа-









1 2 3 4

Рис. 21-2. Гальванические элементы и батареи широкого применения.

1 — гальванический элемент «Сириус»; *2* — гальванический элемент «Сатурн»; *3* — батарея для карманного фонаря; *4* — батарея «Крона».

ния и крышки, разделенных резиновым кольцом (изоляционная и герметизирующая прокладка). Активная масса положительного (цинковый порошок) и отрицательного (окись ртути) электродов разделена пористой диафрагмой Основание корпуса служит положительным, а крышка отрицательным электродами элемента.

Каждый такой элемент имеет начальное напряжение около 1,25 *в* Они выпускаются на разные емкости. Их можно объединять в батареи, соединяя последовательно или параллельно В табл. 21-1 указаны электрические параметры и размеры окисно-ртутных элементов, широко применяемых для питания радиоустройств на транзисторах

Электрические показатели элементов и батарей. Основными электрическими параметрами элемента или батареи являются начальное напряжение, номинальный ток и емкость.

Начальное напряжение марганцево-цинкового элемента независимо от его размеров составляет около 1,5, а окисно-ртутного элемента около 1,25 *в*. При последовательном соединении элементов в батарею напряжение последней равно сумме напряжений входящих в нее элементов. Например, напряжение батареи, составленной из трех элементов по 1,5 *в* каждый, равно 4,5 *в*. Батарею при этом составляют из элементов одинаковой емкости.

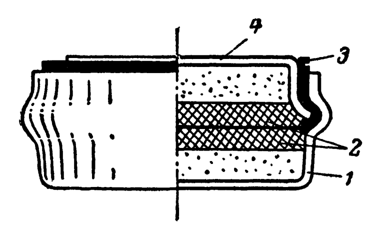


Рис. 21-3. Устройство окисно-ртутного гальванического элемента.

1 — корпус; *2* — пористые прокладки с электролитом; *3* — резиновая уплотняющая прокладка; *4* — крышка корпуса.

Номинальный ток, если он не указан в паспорте элемента, можно определить, разделив напряжение элемента на указанное в паспорте наименьшее для него сопротивление нагрузки. Например, при напряжении элемента 1,5 *в* и наименьшем сопротивлении нагрузки 10 *ом* номинальный ток составит 0,15 *а*.

Емкость (запас электричества) элемента зависит в основном от его размеров. Она выражается в ампер-часах (*а·ч*), так как определяется путем умножения величины разрядного тока в амперах на время его работы в часах до наступления полного разряда элемента. По емкости элемента можно судить о его работоспособности, т. е. определить, сколько часов он может работать. Если, например, емкость элемента равна 150 *а·ч*, а разрядный ток составляет 0,3 *а*, то этот элемент может работать примерно в течение 500 *ч*. При параллельном соединении элементов в батарею напряжение последней будет таким же, как и напряжение одного элемента, а емкость батареи станет равной сумме входящих в нее элементов Батарея в этом случае должна составляться из элементов одинакового напряжения.

Выбирая для питания приемника или другого устройства элементы и батареи, необходимо знать их напряжение, емкость, номинальный разрядный ток (или наименьшее сопротивление нагрузки), срок сохранности (для марганцево-цинковых 4—18 мес., для окисно-ртутных 9—18 мес.) и дату выпуска. Рекомендуется выбирать элементы и батареи такой емкости, чтобы потребляемый от них ток составлял не более 50—60% номинального разрядного тока.

Гальванические элементы и батареи рекомендуется держать в сухом и прохладном месте.

21-2. АККУМУЛЯТОРЫ

Как и гальванические элементы, аккумуляторы относятся к химическим источникам тока со всеми присущими им электрическими параметрами. Однако, по сравнению с гальваническими элементами, аккумуляторы имеют ряд преимуществ.

Главное преимущество аккумуляторов перед гальваническими элементами заключается в значительно большем сроке их службы. После израсходования запасенной в аккумуляторе электрической энергии его можно снова неоднократно заряжать от внешнего источника тока (аккумуляторы выдерживают до 500 циклов заряда-разряда). При правильном уходе аккумуляторы могут работать несколько лет. Кроме того, аккумуляторы обладают большим постоянством напряжения и способны отдавать более сильные разрядные токи, чем гальванические элементы.

Для питания электрооборудования различных устройств, а также для питания радиоустройств промышленность выпускает кислотные, щелочные и серебряно-цинковые аккумуляторы. Кроме того, для питания малогабаритных переносных радиоустройств на транзисторах выпускаются небольшие по размерам герметичные аккумуляторы.

Кислотный аккумулятор (рис. 21-4) состоит из двух групп специально обработанных свинцовых пластин с решетчатыми прокладками (сепараторами) между ними из эбонита или фанеры, помещенных в закрытый стеклянный, эбонитовый или пластмассовый сосуд с электролитом (водный раствор серной кислоты).

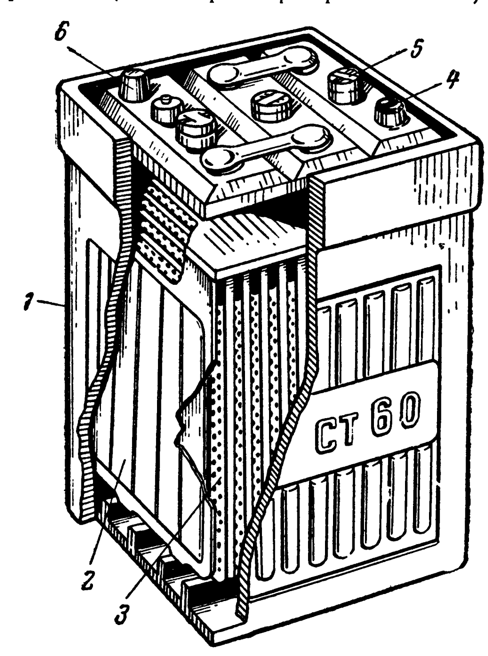


Рис. 21-4. Устройство кислотного аккумулятора.

1 — корпус (сосуд); *2* — свинцовая пластина; *3* — сепаратор; *4* — положительный вывод; *5* — пробка; *6* — отрицательный вывод.

Аккумуляторы заряжают постоянным током (например, от сети переменного тока через выпрямитель), включая их последовательно с реостатом так, чтобы положительный зажим аккумулятора был соединен с положительным, а отрицательный с отрицательным полюсом источника, от которого он заряжается. Нормальный

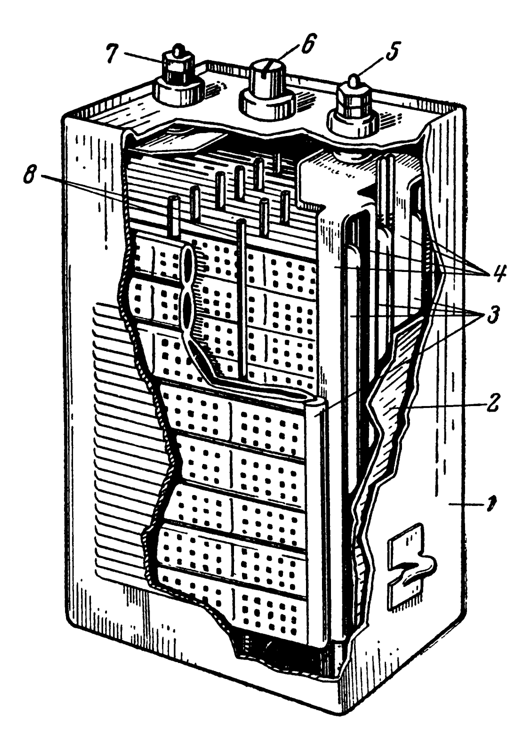


Рис. 21-5. Устройство щелочного аккумулятора.

1 — корпус; *2* — изолирующая прокладка; *3*—блок положительных пластин, *4* — блок отрицательных пластин; *5* — отрицательный вывод; *6* — пробка; *7* — положительный вывод; *8* — изолирующие прутки.

зарядный ток составляет примерно десятую часть номинальной емкости аккумулятора (например, аккумулятор емкостью 60 *а·ч* заряжают током 6 *а*). Зарядная емкость должна быть на 15—20% больше номинальной емкости аккумулятора.

Номинальное напряжение кислотного аккумулятора (одного элемента) равно 2 *в*. Напряжение в конце зарядки должно быть 2,6—2,8 *в*. При разрядке аккумулятора оно быстро падает до 2 *в* и поддерживается на этом уровне большую часть времени разрядки. Разряженный до 1,8 *в* аккумулятор необходимо снова зарядить.

В зависимости от назначения различают несколько типов кислотных аккумуляторов. Для питания стационарных устройств применяются стационарные аккумуляторы (обозначаются буквами С и СП, например, С-1, СП-35 и т. п.), выпускаемые на емкость от 35 *а·ч* и больше. Для запуска двигателя и питания электрооборудования автомобиля выпускаются так называемые стартерные аккумуляторы (аккумуляторные батареи) напряжением 6 или 12 *в*, составленные соответственно из трех или шести соединенных последовательно элементов (обозначаются цифрами 3 или 6, буквами СТ и числом, указывающим емкость в ампер-часах, например 3СТ-60) Для питания радиоаппаратуры выпускаются радионакальные (РН) и радиоанодные (РА) аккумуляторы (батареи) РН-60 (напряжение 2 *в*, емкость 60 *а·ч*), 2РН-80 (напряжение 4 *в*, емкость 80 *а·ч*),

3РН-110 (напряжение 6 *в*, емкость 110 *а·ч*) и 10РА-10 (напряжение 20 *в*, емкость 10 *а·ч*).

Щелочной аккумулятор (рис. 21-5) состоит из двух групп стальных (железных) никелированных рамок с активной массой, помещенных в стальной сосуд с электролитом (водный раствор едкого кали или едкого натра).

Нормальный зарядный ток щелочного аккумулятора составляет 0,15—0,25 его номинальной емкости. Номинальное напряжение аккумулятора (одного элемента) равно 1,25 *в*. В конце зарядки напряжение повышается до 1,7—1,8 *в*, а в конце разрядки (под нагрузкой) оно снижается до 1 *в*, после чего аккумулятор надо заряжать.

Промышленность выпускает щелочные аккумуляторы двух видов. кадмиево-никелевые (КН) и железо-никелевые (ЖН) емкостью от 2,5 до 100 *а·ч*. Оба вида аккумуляторов аналогичны по размерам и основным электрическим характеристикам, но кадмиево-никелевые аккумуляторы имеют меньшие внутреннее сопротивление (в 1,5—2 раза) и саморазряд (в 2—3 раза).

Обозначение этих аккумуляторов состоит из цифр и букв (например, НКН-10, 32АКН-2,5 и т. п.). Цифры в начале обозначения показывают количество последовательно соединенных элементов (банок) в аккумуляторной батарее (аккумулятор из одного элемента не обозначается цифрой). Затем следует буква, указывающая назначение аккумулятора (А — анодная; Н — накальная; Ф — фонарная; Ш — шахтная). Далее идут буквы КН или ЖН, а за ними в конце обозначения следует число, показывающее емкость аккумулятора (аккумуляторной батареи) в ампер-часах.

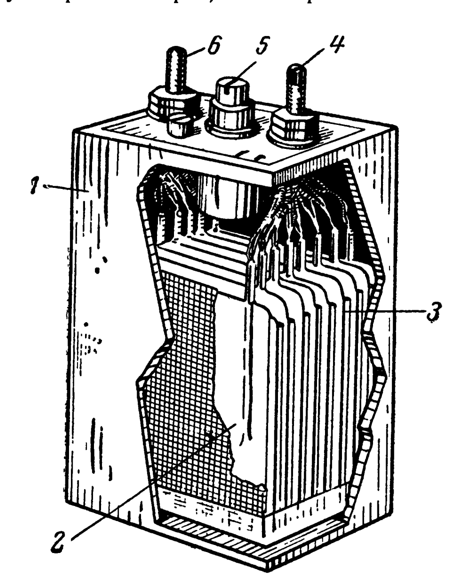


Рис. 21-6. Устройство серебряно-цинкового аккумулятора.

1 — корпус; *2* — отрицательные пластины; *3* — сепаратор; *4* — положительный вывод; *5* — пробка; *6* — отрицательный вывод.

По сравнению с кислотными, щелочные аккумуляторы имеют ряд преимуществ. Они прочнее, легче по весу, не портятся от кратковременных коротких замыканий. Их можно заряжать и разряжать большим то-

ком и оставлять продолжительное время в разряженном состоянии. Кроме того, щелочные аккумуляторы проще в обслуживании, чем кислотные.

Серебряно-цинковый аккумулятор (рис. 21-6) состоит из пластмассового сосуда и помещенных в него группы пластин из спрессованного порошка цинка с окисью цинка (отрицательный электрод) и группы пластин из чистого серебра (положительный электрод). Электролитом служит водный раствор едкого кали плотностью 1,4.

Нормальный зарядный ток серебряно-цинкового аккумулятора принимается равным его емкости (например, аккумулятор емкостью 5 *а·ч* заряжают током 5 *а*). Номинальное напряжение аккумулятора (одного элемента) равно 1,5 *в*. В конце зарядки оно доходит до 2,1 *в*, а в конце разрядки падает до 1,45 *в*. Эти аккумуляторы выдерживают большие зарядные и разрядные токи (в течение 15 *мин* можно зарядить такой аккумулятор до 80% его номинальной емкости).

Серебряно-цинковые аккумуляторы выпускаются емкостью от 0,5 до 100 *а·ч*. Они обозначаются буквами СЦ и следующим за ними числом, показывающим номинальную емкость аккумулятора в ампер-часах (например, СЦ-0,5) Цифры в начале обозначения (перед буквами СЦ) указывают количество последовательно соединенных элементов (банок) в аккумуляторной батарее (например, 5СЦ-5).

Герметичные аккумуляторы выпускаются для питания малогабаритных переносных радиоустройств на транзисторах. Наибольшее распространение получили кадмиево-никелевые дисковые аккумуляторы типа Д. Электрические показатели и размеры этих аккумуляторов приведены в табл. 21-2.

Таблица 21-2

Электрические параметры и размеры герметичных аккумуляторов

Тип аккумулятора	Емкость, *а·ч*	Режим зарядки		Размеры, *мм*	
		Ток, *ма*	Время, *ч*	Диаметр	Высота
Д-0,01	0,01	1	15	—	—
Д-0,06	0,06	6	15	15,6	6,5
Д-0,07	0,07	7	15	16,8	8
Д-0,12	0,12	12	15	20	7,15
Д-0,2	0,2	25	15	27	10,2

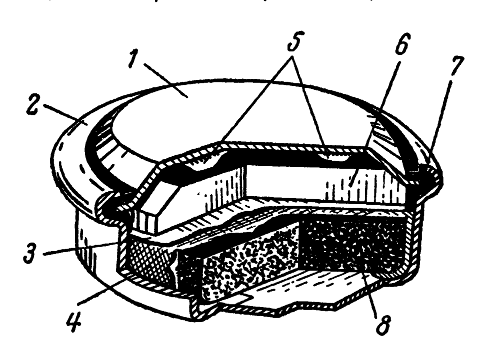


Рис. 21-7. Устройство кадмиево-никелевого аккумулятора.

1 — крышка корпуса; *2* — корпус; *3* — сепаратор; *4* — сетка; *5* — пружина; *6* — отрицательный электрод; *7* — герметизирующая прокладка; *8* — положительная пластина.

Дисковый аккумулятор (рис. 21-7) заключен в неразборный стальной никелированный корпус, состоящий из основания (положительный электрод) и завальцованной в нем через изоляционную и герметизирующую прокладку крышки (отрицательный электрод). Номинальное напряжение аккумулятора равно 1,2 *в*, напряжение в конце зарядки достигает 1,3 *в*, а в конце разрядки оно понижается до 1 *в*.

Наряду с отдельными дисковыми аккумуляторами (элементами) выпускаются и составленные из них аккумуляторные батареи следующих типов: 6Д-0,07 (из шести последовательно соединенных аккумуляторов), 7Д-0,12 (из семи аккумуляторов) и 2Д-0,2 (из двух аккумуляторов).

В радиолюбительской практике применяются также цилиндрические никель-кадмиевые герметичные аккумуляторы типов ЦНК-0,2, ЦНК-0,45 и ЦНК-0,85, емкостью соответственно 0,2, 0,45 и 0,85 *а·ч* и аккумуляторные батареи из них 5ЦНК-0,2 и 12ЦНК-0,85. Эти аккумуляторы по своим электрическим параметрам аналогичны дисковым аккумуляторам.

21-3. ВЫПРЯМИТЕЛИ

Для питания радиоустройств от сети переменного тока применяют выпрямители, позволяющие получить необходимое постоянное напряжение путем преобразования (выпрямления) переменного тока в пульсирующее напряжение с последующим сглаживанием пульсаций при помощи фильтра.

Выпрямительные элементы

В качестве выпрямительных элементов используются кенотроны, селеновые столбики или полупроводниковые диоды.

Кенотроны представляют собой одинарные (одноанодные) или двойные (двуханодные) электровакуумные диоды, предназначенные для выпрямления переменного тока. Для различного рода устройств с питанием от сети переменного тока радиолюбители применяют в основном сравнительно маломощные кенотроны. Электрические параметры некоторых, наиболее распространенных кенотронов приведены в табл. 21-3.

Селеновые столбики состоят из круглых (диаметром от 5 *мм* и больше) или квадратных (от 12×12 *мм* и больше) алюминиевых пластин (выпрямительных элементов), покрытых тонким слоем селена. Они собраны для различных схем выпрямления и в соответствии с размерами и количеством пластин рассчитаны на разные напряжения и токи (выпускаются на десятки-сотни вольт выпрямляемого напряжения и на единицы — тысячи миллиампер выпрямленного тока).

В соответствии с размерами, классом и числом выпрямительных элементов, а также видом (схемой) выпрямителя селеновые столбики обозначаются четырьмя основными символами (например, 40ГМ24). Первый символ обозначения (число) указывает размер (диаметр круглой или сторону квадратной пластины в миллиметрах) селенового элемента, второй (буква) характеризует класс выпрямителя по допустимому переменному напряжению на один элемент, третий (буква) означает вид выпрямителя (схему соединения элементов) и четвертый (число) показывает количество элементов в столбике.

Величина выпрямленного селеновым столбиком тока зависит от активной площади выпрямительного элемента и в среднем равна 25 *ма/см²*. Таким образом,

Таблица 21-3

Электрические параметры кенотронов

Обозначение	Количество анодов	Напряжение накала, *в*	Ток накала, *ма*	Наибольшее выпрямленное напряжение E_0, *в*	Наибольший выпрямленный ток I_0, *ма*	Наибольшая амплитуда обратного напряжения анода $U_{обр}$, *в*	Наибольшая амплитуда тока анода $I_{макс}$, *ма*	Внутреннее сопротивление R_i, *ом*
1Ц1С	1	0,7	185	5 000	0,5	15 000	5	7 500
1Ц7С	1	1,25	200	10 000	2	30 000	17	14 000
1Ц11П	1	1,2	200	6 700	0,3	20 000	2	20 000
5Ц3С	2	5	3 000	570	125×2	1 700	750×2	200
5Ц4С	2	5	2 000	450	62,5×2	1 350	375×2	150
5Ц8С	2	5	5 000	570	210×2	1 700	1 200×2	200
5Ц12П	1	5	770	1 700	50	5 000	350	400
6Ц4П	2	6,3	600	400	37×2	1 000	300×2	250
6Ц5С	2	6,3	600	460	37×2	1 375	300×2	250
6Ц13П	1	6,3	1 000	530	120	1 600	900	250
30Ц6С	2	30	300	200	60×2	500	500×2	150

например, элементам 15×15 (или диаметром 18 *мм*), 22×22 (или диаметром 25 *мм*), 30×30, 40×40, 60×60, 75×75 и 100×100 *мм* соответствуют номинальные значения выпрямленного тока 40, 75, 150, 300, 600, 1 200 и 2 000 *ма*.

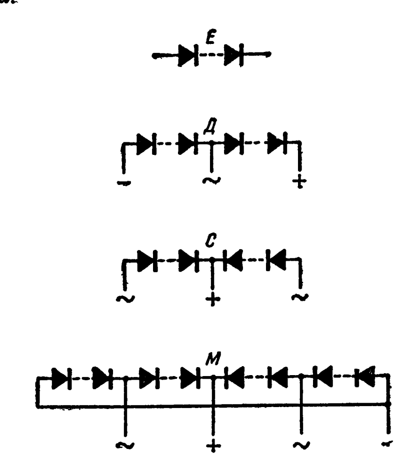


Рис. 21-8. Схемы соединения элементов селеновых столбиков.

По допустимой величине действующего значения напряжения на один выпрямительный элемент селеновые столбики разделяются на классы В, Г, Д, Е, И и К, которым соответствуют переменные напряжения 20, 25, 30, 35, 40 и 45 *в* или соответственно амплитудные значения обратного напряжения 28, 35, 42, 49, 56 и 63 *в*.

Электрические схемы соединения выпрямительных элементов в столбике (рис. 21-8), характеризующие вид выпрямителя, имеют следующие буквенные обозначения: Е — для однополупериодной схемы выпрямления; Д — для двухполупериодной схемы с удвоением напряжения; С — для двухполупериодной схемы с нулевой точкой и М — для двухполупериодной мостовой схемы.

Величину прямого падения напряжения у селеновых выпрямителей можно считать около 0,65 *в* на один выпрямительный элемент при его номинальном выпрямленном токе. Отсюда легко подсчитать внутреннее сопротивление R_i как отдельного элемента, так и всего столбика.

Полупроводниковые диоды выгодно отличаются от кенотронов и селеновых столбиков более высоким к.п.д. и значительно большим сроком службы. Кроме того, они намного меньше по размерам, чем кенотроны и селеновые столбики, что очень важно для применения их в малогабаритной аппаратуре.

Выпускаемые для выпрямления переменного тока германиевые и кремниевые диоды рассчитаны на сравнительно небольшие напряжения, причем диоды одного и того же типа могут заметно различаться по обратным сопротивлениям. Поэтому в выпрямителях на большие напряжения необходимо применять несколько последовательно соединенных диодов (одного и того же типа), а для равномерного распределения обратного напряжения между диодами нужно шунтировать каждый из них резистором $R_ш$ такого сопротивления, чтобы протекающий через этот резистор ток в несколько раз превышал обратный ток диода. Шунтирующие резисторы выбираются обычно на номинальную мощность 0,25—0,5 *вт*.

Для полупроводниковых диодов характерна зависимость их параметров от окружающей температуры. Германиевые диоды способны работать при температуре не выше 70° С, а кремниевые диоды при температуре не выше 100° С. В связи с этим при монтаже не следует располагать их вблизи нагревающихся деталей. Необходимо еще указать, что диоды не допускают перегрузок. Поэтому их надо включать вместе с плавким предохранителем, чтобы защитить от случайных коротких замыканий выпрямителя.

Наибольшее прямое падение напряжения при номинальном (допустимом) выпрямленном токе составляет 0,5 *в* у германиевых (Д7А—Д7Ж) и 1 *в* у кремниевых (Д202—Д205) диодов. Отсюда легко подсчитать внутреннее сопротивление R_i диода.

В табл. 21-4 приведены типовые значения выпрямленного тока I_0, обратного напряжения $U_{обр}$ и шунтирующего сопротивления $R_ш$ для наиболее распространенных в радиолюбительской практике германиевых выпрямительных диодов при двух разных температурах (+20° и +50° С). Значения при температуре +50° С соответствуют условиям работы диода внутри аппарата, где из-за выделения тепла электронными лампами, трансформатором питания и другими нагревающимися

деталями температура может значительно превышать +20° С.

Таблица 21-4

Типовые режимы полупроводниковых диодов

Тип диода	При температуре +20°С			При температуре +50°С		
	I_0, *ма*	$U_{обр}$, *в*	$R_{ш}$, *ком*	I_0, *ма*	$U_{обр}$, *в*	$R_{ш}$, *ком*
Д7А	300	50	22—27	200	35	5,6—6,8
Д7Б	300	100	39—56	200	60	12—15
Д7В	300	150	68—100	200	90	18—22
Д7Г	300	200	100—150	300	125	22—27
Д7Д	300	300	150—180	300	190	33—39
Д7Е	300	350	180—220	300	220	33—39
Д7Ж	300	400	220—270	300	260	39—47

Схемы выпрямителей

В радиолюбительской практике можно встретить следующие схемы выпрямителей однополупериодную, двухполупериодную с нулевой (средней) точкой, двухполупериодную мостовую, двухполупериодную с удвоением напряжения и однополупериодную с умножением напряжения. Выбор той или иной схемы выпрямителя определяется необходимыми для питания напряжением и током, способом питания от электросети (непосредственно или через трансформатор) и видом выпрямительного элемента (кенотрона, селенового столбика или полупроводниковых диодов).

Однополупериодная схема В этой наиболее простой схеме выпрямителя (рис. 21-9) используется только один (положительный) полупериод переменного напряжения. Применяется она для питания таких устройств, где допускается несколько повышенная пульсация выпрямленного напряжения. Рекомендуется при выпрямленной мощности не более 10—15 *вт*.

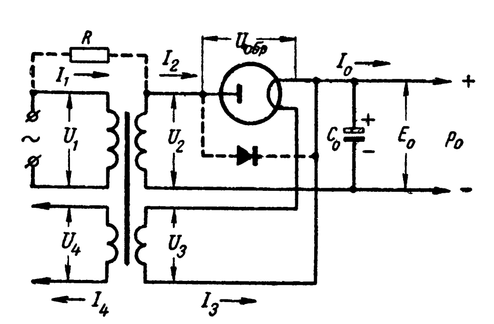


Рис. 21-9. Схема однополупериодного выпрямителя.

В схеме применяются кенотрон, селеновый столбик или полупроводниковые диоды. Частота пульсации равна частоте выпрямляемого напряжения.

Двухполупериодная схема с нулевой точкой. В этой наиболее распространенной схеме выпрямления (рис. 21-10) используются оба полупериода переменного напряжения (обе половины вторичной обмотки трансформатора питания работают поочередно). Рекомендуется она обычно при выпрямленной мощности более 10—15 *вт*.

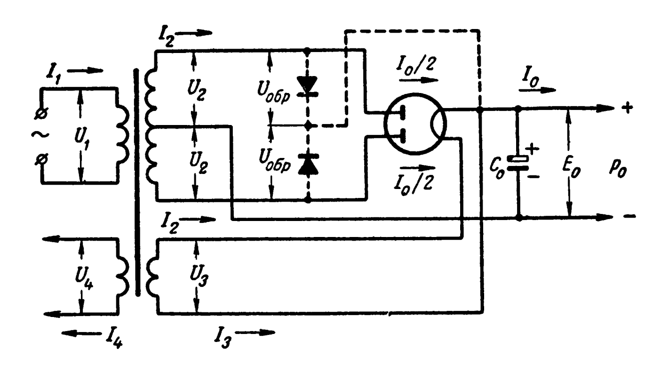


Рис. 21-10. Схема двухполупериодного выпрямителя с нулевой точкой.

В схеме можно применить двуханодный кенотрон, селеновый столбик вида С или полупроводниковые диоды. Частота пульсации равна удвоенной частоте выпрямляемого напряжения.

Двухполупериодная мостовая схема. В отличие от схемы двухполупериодного выпрямителя с нулевой точкой в этой схеме (рис. 21-11), тоже использующей оба полупериода переменного напряжения, вторичная обмотка трансформатора питания не имеет отвода от середины и напряжение на этой обмотке должно быть примерно равно напряжению половины вторичной обмотки трансформатора двухполупериодной схемы с нулевой точкой.

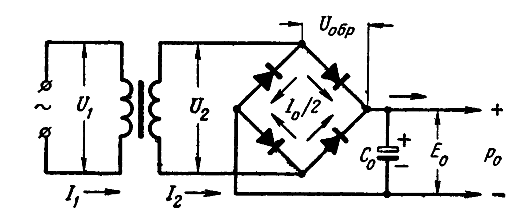


Рис. 21-11. Мостовая схема двухполупериодного выпрямителя.

Мостовая схема чаще всего используется для выпрямления сравнительно больших токов. В схеме применяются селеновый столбик вида М или полупроводниковые диоды. Частота пульсации равна удвоенной частоте выпрямляемого напряжения.

Двухполупериодная схема с удвоением напряжения. Эта схема (рис. 21-12), использующая оба полупериода переменного напряжения, позволяет получить примерно удвоенное значение выпрямляемого напряжения. Чаще всего такая схема применяется в устройствах с универсальным питанием, в которых выпрямляемое переменное напряжение подается непосредственно (без трансформатора) на выпрямитель.

В схеме можно использовать двуханодный кенотрон с раздельными катодами, селеновый столбик вида Д или полупроводниковые диоды. Частота пульсации равна удвоенной частоте выпрямляемого напряжения.

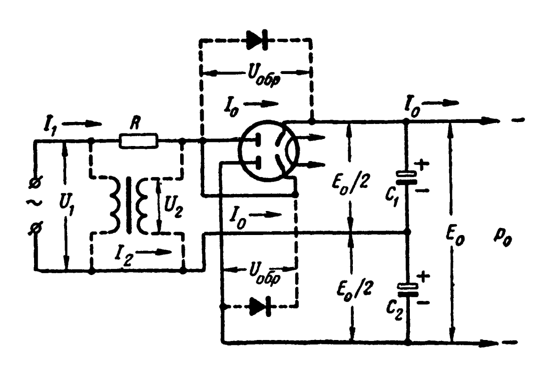


Рис. 21-12. Схема двухполупериодного выпрямителя с удвоением напряжения.

Однополупериодная схема с умножением напряжения. Такая схема (рис. 21-13) позволяет в зависимости от числа каскадов умножения K получить примерно удвоенное, утроенное, учетверенное и т. д. по сравнению с выпрямляемым напряжением U_2 выпрямленное

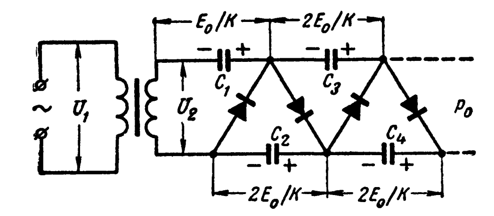


Рис. 21-13. Схема однополупериодного выпрямителя с умножением напряжения.

напряжение E_0. Применяется она обычно при небольших (от 3—5 *ма*) выпрямленных токах.

В схеме используются селеновые столбики вида Е или полупроводниковые диоды. Частота пульсации равна частоте выпрямляемого переменного напряжения.

Расчет выпрямителей

Приводимые ниже упрощенные расчетные формулы и графики выведены для случая использования в качестве источника питания электросети с частотой 50 *гц*. Расчет выпрямителя производится по заданным величинам выпрямленного напряжения и тока и известному переменному напряжению электросети. При расчете определяют тип кенотрона (выбирают, например, по табл. 21-3) или тип селенового столбика, или же тип и количество полупроводниковых диодов, напряжение вторичной и токи вторичной и первичной обмоток трансформатора питания или добавочное сопротивление резистора (R на рис. 21-9 и 21-12), емкость и рабочее напряжение конденсатора и коэффициент пульсации.

Однополупериодный выпрямитель (рис. 21-9). Выпрямительный элемент (кенотрон, селеновый столбик или полупроводниковые диоды) выбирают, исходя из номинального для него обратного напряжения $U_{обр}$ (в вольтах), т. е предельного напряжения между его электродами (анодом и катодом) при отрицательном потенциале на аноде, и наибольшего для него импульса тока $I_{макс}$ (в миллиамперах). Для этого выпрямителя

$$U_{обр}=3E_0 \text{ и } I_{макс}=7I_0,$$

где E_0 — выпрямленное напряжение (до фильтра), *в*;
I_0 — выпрямленный ток, *ма*.

Напряжение U_2 (в вольтах) вторичной обмотки трансформатора питания рассчитывают по формуле

$$U_2=0{,}75\,E_0+\frac{I_0(R_i+R_{тр})}{265},$$

где R_i — внутреннее сопротивление выпрямительного элемента, *ом*,
$R_{тр}$ — сопротивление (в омах) трансформатора (сопротивление вторичной и приведенное сопротивление первичной его обмоток), которое можно вычислить по формуле

$$R_{тр}=\frac{500\,E_0}{I_0\sqrt[4]{E_0 I_0}}$$

или найти из графика на рис. 21-14.

Ток (в миллиамперах) вторичной обмотки трансформатора

$$I_2=2I_0+\frac{12\,E_0}{R_i+R_{тр}}.$$

Ток (в миллиамперах) первичной (сетевой) обмотки трансформатора

$$I_1=\frac{1{,}2\,U_2\sqrt{I_2^2-I_0^2}}{U_1},$$

где U_1 — напряжение первичной обмотки трансформатора (напряжение сети переменного тока), *в*.

Общий ток (в миллиамперах), потребляемый от электросети,

$$I_{общ}=I_1+\frac{I_3U_3}{U_1}+\frac{I_4U_4}{U_1}+\cdots,$$

где I_3 и I_4 — токи третьей и четвертой обмоток трансформатора, *ма*;
U_3 и U_4 — напряжения третьей и четвертой обмоток трансформатора, *в*.

Емкость (в микрофарадах) конденсатора на входе фильтра

$$C_0=\frac{60\,I_0}{E_0}.$$

Этот конденсатор должен быть рассчитан на рабочее напряжение не меньше 1,2 E_0

Коэффициент пульсации (в процентах) на входе фильтра

$$p=\frac{600\,I_0}{E_0C_0}.$$

В схеме без трансформатора питания при напряжении электросети 110 *в* добавочное сопротивление (в омах) резистора

$$R=\frac{200\,(145-E_0)}{I_0},$$

при напряжении электросети 127 *в*:

$$R=\frac{200\,(168-E_0)}{I_0}$$

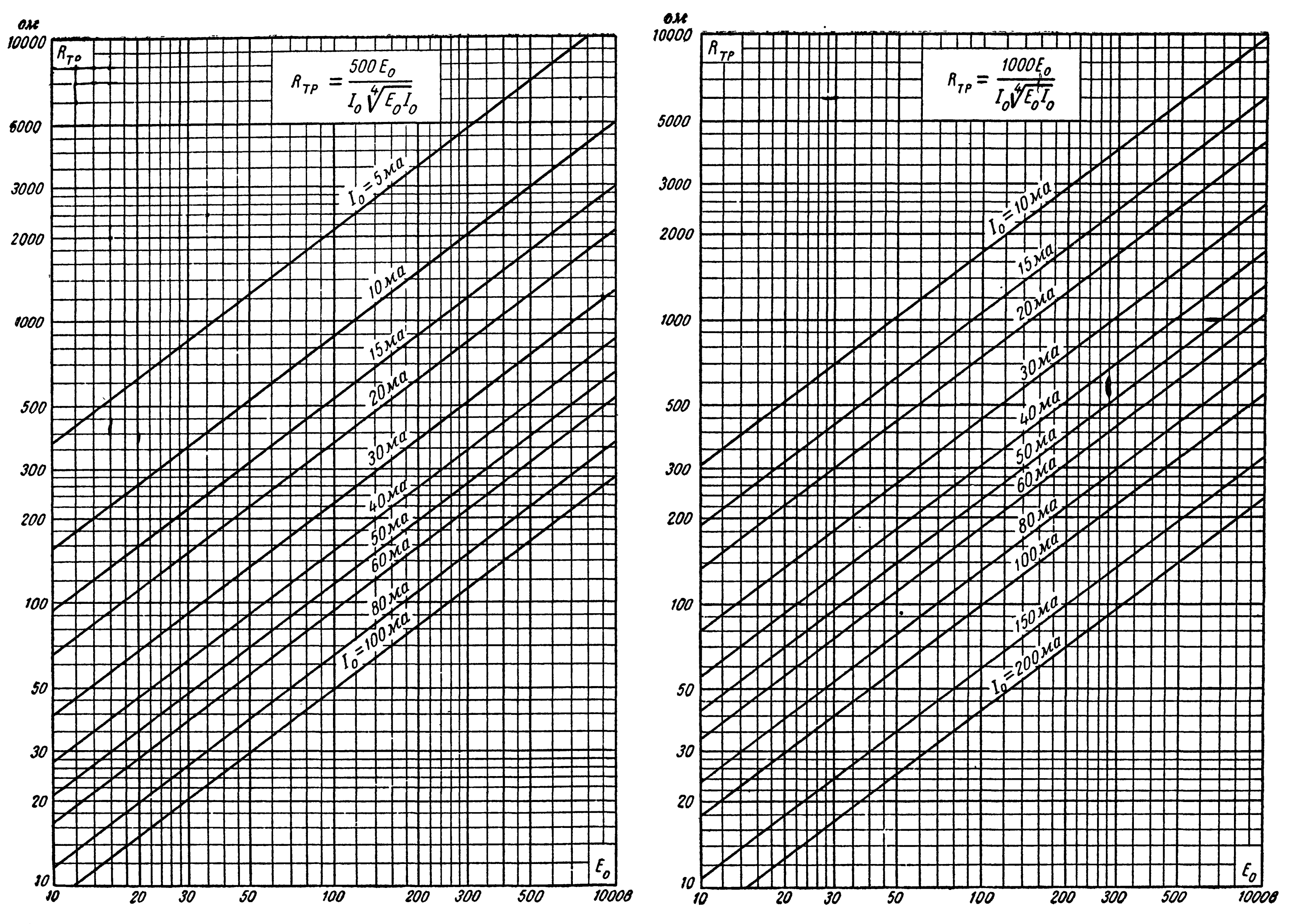


Рис. 21-14. График для определения сопротивления трансформатора в схеме однополупериодного выпрямителя.

Рис. 21-15. График для определения сопротивления трансформатора в схеме двухполупериодного выпрямителя с нулевой точкой.

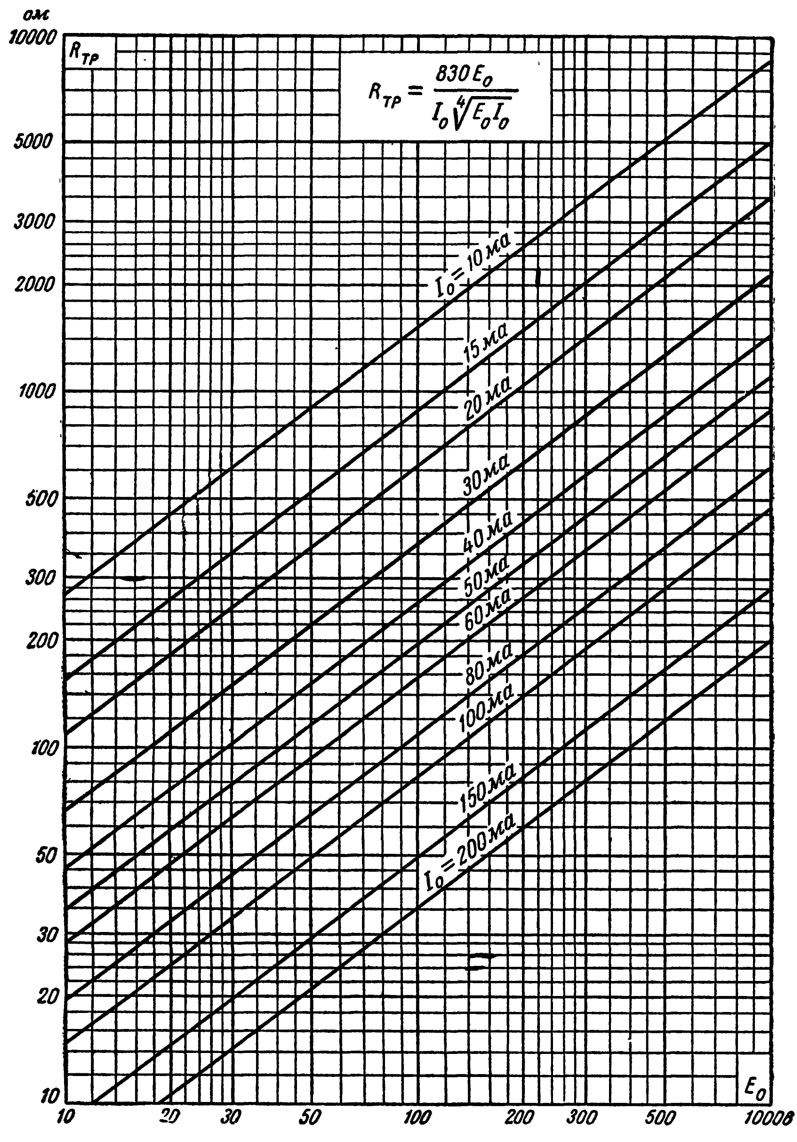


Рис. 21-16. График для определения сопротивления трансформатора в двухполупериодной мостовой схеме.

и при напряжении электросети 220 *в*

$$R = \frac{200(290 - E_0)}{I_0}.$$

Мощность (в ваттах), рассеиваемая на этом резисторе,

$$P_R = \frac{I_1^2 R}{1\,000\,000},$$

где I_1 — ток (в миллиамперах) через резистор, который можно вычислить по формуле

$$I_1 = 2I_0 + \frac{12 E_0}{R_i + R}.$$

Двухполупериодный выпрямитель по схеме с нулевой точкой (рис. 21-10). Обратное напряжение и наибольший импульс тока определяют по формулам:

$$U_{обр} = 3\,E_0 \text{ и } I_{макс} = 3{,}5\,I_0.$$

Напряжение вторичной обмотки трансформатора

$$U_2 = 0{,}75\,E_0 + \frac{I_0(R_i + R_{тр})}{530},$$

где $R_{тр}$ можно вычислить по формуле

$$R_{тр} = \frac{1\,000\,E_0}{I_0 \sqrt[4]{E_0 I_0}}$$

или найти из графика на рис. 21-15.

Ток вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = I_0 + \frac{12 E_0}{R_i + R_{тр}}.$$

Ток первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = \frac{1{,}7\,U_2 I_2}{U_1}.$$

Общий ток, потребляемый от электросети,

$$I_{общ} = I_1 + \frac{I_3 U_3}{U_1} + \frac{I_4 U_4}{U_1} + \dots$$

Емкость конденсатора на входе фильтра

$$C_0 = \frac{30 I_0}{E_0}.$$

Этот конденсатор должен быть рассчитан на рабочее напряжение не меньше 1,2 E_0.

Коэффициент пульсации на входе фильтра

$$p = \frac{300 I_0}{E_0 C_0}.$$

Двухполупериодный выпрямитель по мостовой схеме (рис. 21-11). Обратное напряжение и наибольший импульс тока определяют по формулам:

$$U_{обр} = 1{,}5\,E_0 \text{ и } I_{макс} = 3{,}5\,I_0.$$

Напряжение вторичной обмотки трансформатора

$$U_2 = 0{,}75\,E_0 + \frac{I_0(2R_i + R_{тр})}{530},$$

где $R_{тр}$ можно вычислить по формуле

$$R_{тр} = \frac{830\,E_0}{I_0 \sqrt[4]{E_0 I_0}}$$

или найти из графика на рис. 21-16.

Ток вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = 1,41\, I_0 + \frac{16,6\, E_0}{2R_i + R_{тр}}.$$

Ток первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = \frac{1,2\, U_2\, I_2}{U_1}.$$

Емкость конденсатора на входе фильтра

$$C_0 = \frac{30\, I_0}{E_0}.$$

Этот конденсатор должен быть рассчитан на рабочее напряжение не меньше 1,2 E_0.

Коэффициент пульсации на входе фильтра

$$p = \frac{30\ I_0}{E_0\, C_0}.$$

Двухполупериодный выпрямитель по схеме с удвоением напряжения (рис. 21-12). Обратное напряжение и наибольший импульс тока определяют по формулам

$$U_{обр} = 1,5\, E_0 \text{ и } I_{макс} = 7 I_0.$$

При напряжении электросети 110 *в* добавочное сопротивление резистора

$$R = \frac{100\,(290 - E_0)}{I_0} - R_i,$$

при напряжении электросети 127 *в*:

$$R = \frac{100\,(35 - E_0)}{I_0} - R_i$$

и при напряжении электросети 220 *в*:

$$R = \frac{100\,(580 - E_0)}{I_0} - R_i.$$

Мощность, рассеиваемая на этом резисторе,

$$P_R = \frac{I_1^2 R}{1\,000\,000}.$$

Емкость (в микрофарадах) конденсаторов на входе фильтра

$$C_1 = C_2 = \frac{125\, I_0}{E_0}.$$

Каждый из этих конденсаторов должен быть рассчитан на рабочее напряжение не меньше 0,6 E_0.

Коэффициент пульсации на входе фильтра

$$p = \frac{1250\, I_0}{E_0\, C_1}.$$

В схеме с трансформатором питания напряжение вторичной его обмотки

$$U_2 = 0,38\, E_0 + \frac{I_0\,(R_i + R_{тр})}{265},$$

где $R_{тр}$ можно вычислить по формуле

$$R_{тр} = \frac{220\, E_0}{I_0 \sqrt[4]{E_0 I_0}}.$$

Ток вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = 2,8\, I_0 + \frac{8 E_0}{R_i + R_{тр}}.$$

Ток первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = \frac{1,2\, I_2\, U_2}{U_1}.$$

Однополупериодный выпрямитель по схеме с умножением напряжения (рис. 21-13). При расчете этого выпрямителя сначала определяют необходимое напряжение вторичной обмотки трансформатора по формуле

$$U_2 = \frac{0,85\, E_0}{K},$$

где K — число каскадов умножения.

Обратное напряжение

$$U_{обр} = 2,8\ U_2.$$

Емкость конденсаторов

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = \ldots = \frac{34\, I_0\,(K+2)}{U_2},$$

причем конденсатор C_1 должен быть рассчитан на рабочее напряжение не меньше E_0/K, а каждый из последующих конденсаторов C_2, C_3, C_4... на рабочее напряжение не меньше $2E_0/K$.

Коэффициент пульсации на входе фильтра

$$p_0 = \frac{200\, I_0\,(K+2)}{U_2 C_1}.$$

21-4. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Уменьшение пульсации выпрямленного напряжения осуществляется при помощи сглаживающего фильтра, представляющего собой чаще всего одно или два звена

Таблица 21-5

Допустимые значения пульсации

Характер нагрузки	Коэффициент пульсации p, %
Первые каскады микрофонных усилителей	0,001—0,002
Детекторные каскады, промежуточные каскады низкой частоты	0,01—0,05
Каскады высокой и промежуточной частоты, преобразовательные каскады	0,02—0,1
Однотактные выходные каскады низкой частоты	0,1—0,5
Двухтактные выходные каскады низкой частоты, электронные и ионные стабилизаторы напряжения, анодные цепи электроннолучевых трубок . .	0,5—2

из индуктивности (дросселя) и емкости (конденсатора) или из сопротивления (резистора) и емкости. Выбор для сглаживающего фильтра того или иного звена или их сочетания определяется в основном значением пропускаемого через фильтр выпрямленного тока.

Расчет фильтра производится по заданным значениям выпрямленного напряжения, тока, коэффициента пульсации и емкости конденсатора на входе фильтра. При расчете по табл. 21-5 в зависимости от характера нагрузки устанавливают допустимый коэффициент пульсации на выходе фильтра и по упрощенным формулам вычисляют необходимые величины (индуктивность, емкость, сопротивление) деталей фильтра и напряжение на его выходе.

Фильтр из индуктивности и емкости

Фильтр с индуктивностью — дросселем (рис. 21-17) применяется обычно при выпрямленном токе более 20 *ма*. При значениях LC меньше 200 он выполняется чаще всего в виде одного звена. При значениях LC больше 200 добавляется второе звено. Емкость конденсатора C (а также C_1 и C_2) берется обычно такой же, как и емкость конденсатора C_0 на входе фильтра.

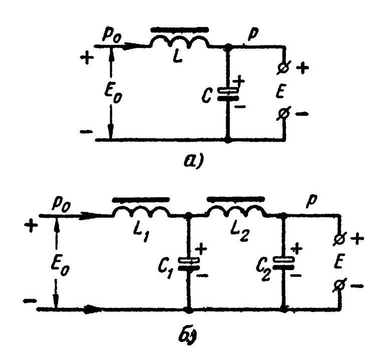


Рис. 21-17. Схемы фильтров из индуктивности и емкости.

а — однозвенный фильтр, *б* — двухзвенный фильтр.

Для однополупериодных схем выпрямителей при одном звене фильтра

$$LC = \frac{10\,p_0}{p},$$

а при двух звеньях

$$L_1C_1 = L_2C_2 = 10\sqrt{\frac{p_0}{p}},$$

где L, а также $L_1 = L_2$ — индуктивность дросселя, *гн*;
C, а также $C_1 = C_2$ — емкость конденсатора, *мкф*;
p_0 — коэффициент пульсации на входе фильтра, %;
p — коэффициент пульсации на выходе фильтра, %.

Для двухполупериодных схем выпрямителей при одном звене фильтра

$$LC = \frac{2{,}5p_0}{p},$$

а при двух звеньях

$$L_1C_1 = L_2C_2 = 2{,}5\sqrt{\frac{p_0}{p}}.$$

Для всех схем выпрямителей напряжение E на выходе фильтра можно ориентировочно считать равным $0{,}8\,E_0$.

Фильтр из сопротивления и емкости

Фильтр с сопротивлением — резистором (рис. 21-18) применяется обычно при выпрямленном токе не более 20 *ма*. При значениях RC меньше 100 000 он выполняется чаще всего в виде одного звена. Второе звено добавляется при значениях RC больше 100 000. Емкость конденсатора C (а также C_1 и C_2) берется обычно такой же, как и емкость конденсатора C_0 на входе фильтра.

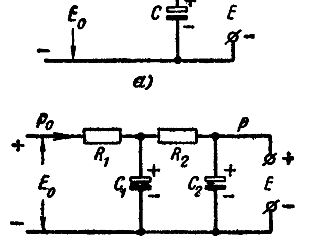


Рис. 21-18 Схемы фильтров из сопротивления и емкости

а — однозвенный фильтр; *б* — двухзвенный фильтр.

Для однополупериодных схем выпрямителей при одном звене фильтра

$$RC = \frac{3\,000\,p_0}{p},$$

а при двух звеньях

$$R_1C_1 = R_2C_2 = 3\,000\sqrt{\frac{p_0}{p}},$$

где R, а также $R_1 = R_2$ — сопротивление резистора, *ом*;
C, а также $C_1 = C_2$ — емкость конденсатора, *мкф*;
p_0 — коэффициент пульсации на входе фильтра, %;
p — коэффициент пульсации на выходе фильтра, %.

Для двухполупериодных схем выпрямителей при одном звене фильтра

$$RC = \frac{1\,500\,p_0}{p},$$

а при двух звеньях

$$R_1C_1 = R_2C_2 = 1\,500\sqrt{\frac{p_0}{p}}.$$

В схеме с одним звеном напряжение на выходе фильтра

$$E = E_0 - \frac{I_0R}{1\,000},$$

а в схеме с двумя звеньями

$$E = E_0 - \frac{I_0(R_1 + R_2)}{1\,000},$$

где E_0 — напряжение на входе фильтра, *в*;
I_0 — выпрямленный ток, *ма*.

Мощность (в ваттах), рассеиваемая на резисторе R (а также на R_1 и R_2),

$$P_R = \frac{I_0^2 R}{1\,000\,000}.$$

21-5. ТРАНСФОРМАТОРЫ ПИТАНИЯ

Трансформатор в выпрямителе служит для преобразования напряжения сети переменного тока (110, 127 или 220 *в*) в более высокое напряжение для питания (после выпрямления) анодных цепей радиоустройства

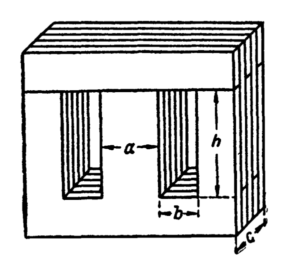


Рис. 21-19. Сердечник из Ш-образных пластин.

и в более низкое для непосредственного питания цепей его накала. Он содержит замкнутый сердечник из собранных вперекрышку чаще всего Ш-образных пластин трансформаторной стали (рис. 21-19) и обмотки из медного изолированного провода (обычно марки ПЭЛ).

Для включения в электросеть напряжением 110, 127 или 220 *в* первичная (сетевая) обмотка трансформатора выполняется либо в виде одной обмотки с двумя отводами (рис. 21-20, *а*), либо в виде двух одинаковых обмоток с одним отводом в каждой из них (рис. 21-20, *б*). Во втором случае сетевую обмотку переключают на то

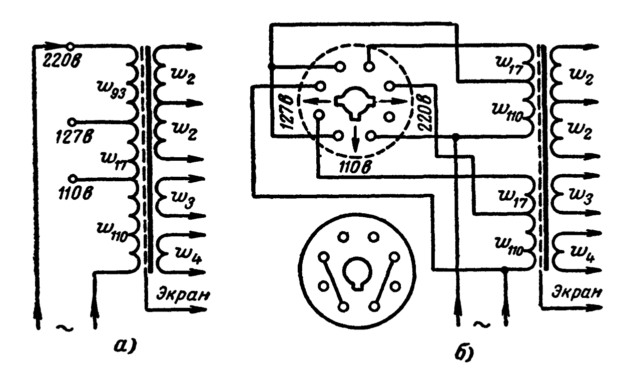


Рис. 21-20. Схемы первичных обмоток трансформаторов, рассчитанных на включение в электросеть напряжением 110, 127 или 220 *в*.

а — для обмотки с отводами; *б* — для двухсекционной обмотки.

или иное напряжение перестановкой специальной колодки со штырьками в соответствующей контактной панельке с гнездами.

Для защиты от помех, проникающих через электросеть, между сетевой (первичной) и другими (вторичными) обмотками помещается незамкнутый электростатический экран (чаще всего в виде однослойной обмотки из нетолстого изолированного провода, один из концов которой заземляется при монтаже).

Расчет трансформатора производят по заданным значениям переменных напряжений и токов в его обмотках. При расчете (по упрощенным формулам) определяют габаритную мощность, размеры сердечника, число витков и диаметр провода каждой обмотки. По табл. 21-6 можно выбрать тип пластин для сердечника.

Таблица 21-6

Типовые Ш-образные пластины

Тип пластины	Размеры пластин, *см*		
	Ширина стержня *a*	Ширина окна *b*	Высота окна *h*
УШ-10	1,0	0,65	1,8
УШ-12	1,2	0,8	2,2
УШ-14	1,4	0,9	2,5
УШ-16	1,6	1,0	2,8
УШ-19	1,9	1,2	3,35
УШ-22	2,2	1,4	3,9
УШ-26	2,6	1,7	4,7
УШ-30	3,0	1,9	5,3
УШ-35	3,5	2,2	6,15
УШ-40	4,0	2,6	7,2

Габаритная мощность (в вольт-амперах) трансформатора для однополупериодной схемы выпрямителя (см. рис. 21-9)

$$P_{\text{г}} = \frac{0{,}95\,U_2 I_2 + U_3 I_3 + U_4 I_4 + \cdots}{1\,000},$$

где U_2, U_3, U_4..., напряжения второй, третьей, четвертой и т. д. обмоток, *в*;

I_2, I_3, I_4... — токи второй, третьей, четвертой и т. д. обмоток, *ма*.

Для двухполупериодной схемы с нулевой точкой (см. рис. 21-10):

$$P_{\text{г}} = \frac{1{,}7\,U_2 I_2 + U_3 I_3 + U_4 I_4 + \cdots}{1\,000}.$$

Для мостовой схемы (см. рис. 21-11) и схемы с удвоением напряжения (см. рис. 21-12):

$$P_{\text{г}} = \frac{U_2 I_2 + U_3 I_3 + U_4 I_4 + \cdots}{1\,000}.$$

Размеры сердечника трансформатора (произведение сечения сердечника на площадь его окна) с обмотками из провода марки ПЭЛ

$$Q_{\text{с}} Q_{\text{о}} = 1{,}6 P_{\text{г}},$$

где $Q_{\text{с}} = ac$ (произведение ширины a в сантиметрах на толщину c в сантиметрах стержня сердечника, см. рис. 21-19) — сечение сердечника, *см*²;

$Q_{\text{о}} = bh$ (произведение ширины b в сантиметрах на высоту h в сантиметрах окна сердечника, см. рис. 21-19) — площадь окна сердечника, *см*².

С обмотками из провода марки ПЭШО размеры сердечника $Q_{\text{с}} Q_{\text{о}} = 2{,}1 P_{\text{г}}$, а из провода марки ПШД размеры $Q_{\text{с}} Q_{\text{о}} = 2{,}4\, P_{\text{г}}$.

Сечение сердечника

$$Q_c = \frac{Q_c Q_o}{bh},$$

а толщина пакета пластин

$$c = \frac{Q_c}{a}.$$

Отношение c/a рекомендуется выбирать от 1 до 2.

Число витков первой, второй, третьей, четвертой и т. д. обмоток

$$w_1 = \frac{48\,U_1}{Q_c}; \quad w_2 = \frac{54\,U_2}{Q_c}; \quad w_3 = \frac{54\,U_3}{Q_c};$$

$$w_4 = \frac{54\,U_4}{Q_c} \text{ и т. д.}$$

Диаметр (в миллиметрах) провода первой, второй, третьей, четвертой и т. д. обмоток

$$d_1 = 0{,}02\sqrt{I_{\text{общ}}}; \quad d_2 = 0{,}02\sqrt{I_2}; \quad d_3 = 0{,}02\sqrt{I_3};$$

$$d_4 = 0{,}02\sqrt{I_4} \text{ и т. д.}$$

Для первичной обмотки с отводами (см. рис. 21-20, *а*):

$$w_{110} = \frac{5\,280}{Q_c}; \quad w_{17} = \frac{816}{Q_c}; \quad w_{93} = \frac{4\,464}{Q_c};$$

$$d_{110} = d_{17} = 0{,}7\sqrt{\frac{P_г}{U_{110}}}; \quad d_{93} = 0{,}7\sqrt{\frac{P_г}{U_{220}}}.$$

Для двухсекционной перричной обмотки (см. рис. 21-20, *б*):

$$w_{110} = \frac{5\,280}{Q_c}; \quad w_{17} = \frac{816}{Q_c};$$

$$d_{110} = d_{17} = 0{,}5\sqrt{\frac{P_г}{U_{110}}}.$$

21-6. АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ

Трансформаторы, у которых первичное и вторичное напряжения отличаются не более чем в 2 раза при условии, когда не требуется разделения нагрузки от электросети, выполняются обычно с одной общей обмоткой, имеющей соответствующие отводы. Такие трансформаторы называются автотрансформаторами.

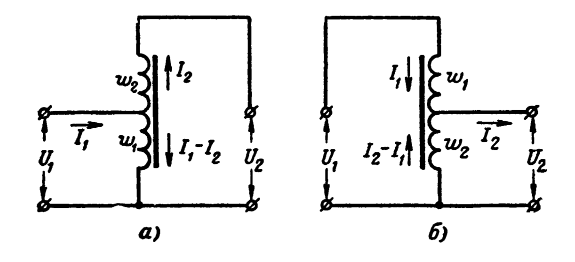


Рис. 21-21. Схемы автотрансформаторов.

а — повышающий автотрансформатор; *б* — понижающий автотрансформатор.

Автотрансформатор, так же как и трансформатор, служит для повышения (рис. 21-21,*а*) или понижения (рис. 21-21, *б*) сетевого напряжения, но в отличие от трансформатора он передает только часть мощности, потребляемой нагрузкой (другая часть мощности, потребляемая нагрузкой, идет непосредственно из электросети). Поэтому автотрансформатор в ряде случаев выгоднее трансформатора, так как он требует меньшего расхода материалов и занимает меньше места в радиоустройстве.

Расчет автотрансформатора производится по заданным напряжениям и мощности, потребляемой нагрузкой от электросети. При расчете (по упрощенным формулам), так же как и при расчете трансформатора, определяют токи, габаритную мощность (мощность, передаваемую автотрансформатором), размеры сердечника, число витков и диаметр провода секций обмотки. По табл. 21-6 можно выбрать тип пластин для сердечника автотрансформатора.

Токи (в миллиамперах) первичной и вторичной цепей рассчитывают по формулам

$$I_1 = \frac{1\,000P}{U_1}; \quad I_2 = \frac{1\,000P}{U_2},$$

где P — потребляемая от электросети мощность *ва*;
U_1 и U_2 — напряжения первичной и вторичной цепей, *в*.

Габаритная мощность (в вольт-амперах) для повышающего автотрансформатора (рис. 21-21, *а*):

$$P_г = \frac{I_2(U_2 - U_1)}{1\,000}.$$

Для понижающего автотрансформатора (рис. 21-21, *б*):

$$P_г = \frac{I_1(U_1 - U_2)}{1\,000}.$$

Размеры сердечника автотрансформатора с обмоткой из провода марки ПЭЛ

$$Q_c Q_o = 1{,}6\,P_г,$$

где $Q_c = ac$ (см. рис. 21-19) — сечение сердечника, *см²*;
$Q_o = bh$ (см. рис. 21-19) — площадь окна сердечника *см²*.

С обмотками из провода марки ПЭШО размеры сердечника $Q_c Q_o = 2{,}1\,P_г$, а из провода марки ПШД размеры $Q_c Q_o = 2{,}4\,P_г$.

Сечение сердечника

$$Q_c = \frac{Q_c Q_o}{bh},$$

а толщина пакета пластин

$$c = \frac{Q_c}{a}.$$

Отношение c/a рекомендуется выбирать от 1 до 2.

Число витков секций обмотки для повышающего автотрансформатора

$$w_1 = \frac{48\,U_1}{Q_c}; \quad w_2 = \frac{54\,(U_2 - U_1)}{Q_c}.$$

Для понижающего автотрансформатора

$$w_1 = \frac{48\,(U_1 - U_2)}{Q_c}; \quad w_2 = \frac{54 U_2}{Q_c}.$$

Диаметр (в миллиметрах) провода секций обмотки для повышающего автотрансформатора

$$d_1 = 0,02\sqrt{I_1 - I_2}, \quad d_2 = 0,02\sqrt{I_2}.$$

Для понижающего автотрансформатора

$$d_1 = 0,02\sqrt{I_1}, \quad d_2 = 0,02\sqrt{I_2 - I_1},$$

21-7. ДРОССЕЛИ ФИЛЬТРА

Дроссель (рис. 21-22) в сглаживающем фильтре служит для уменьшения пульсации выпрямленного тока. Он содержит сердечник из пластин трансформаторной стали и обмотку из медного изолированного провода

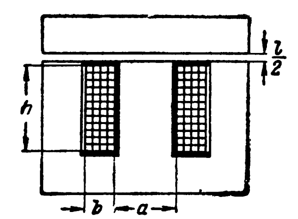


Рис. 21-22. Разрез дросселя.

(обычно марки ПЭЛ). Чтобы получить бóльшую индуктивность сердечник дросселя собирают с зазором (прокладки из бумаги или картона) примерно 0,2—1 *мм* (при большем токе через обмотку делают больший зазор).

Расчет дросселя производится по заданным значениям индуктивности, выпрямленного тока и зазора в сердечнике. При расчете определяют сечение сердечника, число витков, диаметр и сопротивление провода обмотки, сечение обмотки и падение напряжения на ней.

Сечение (в квадратных сантиметрах) сердечника

$$Q_c = \frac{LI_0^2}{20\,000l},$$

где L — индуктивность дросселя, *гн*;

I_0 — выпрямленный ток, *ма*;

l — полная длина зазора в сердечнике, *мм*.

Число витков обмотки

$$w = \frac{400\,000l}{I_0}.$$

Диаметр (в миллиметрах) провода обмотки

$$d = 0,025\sqrt{I_0}.$$

Сечение (в квадратных сантиметрах) обмотки $Q_w = bh$ (см. рис. 21-22) вычисляют по формуле

$$Q_w = \frac{wd^2}{100}.$$

Сопротивление (в омах) провода обмотки

$$R_w = \frac{0,0002wl_w}{d^2},$$

где $l_w = 3,14(a+b)$, см. рис. 21-22, — средняя длина витка обмотки, *см*.

Падение напряжения (в вольтах) на обмотке

$$U_w = \frac{R_w I_0}{1\,000}.$$

21-8. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Низкое напряжение источника постоянного тока можно повысить, преобразовав его сначала специальным генератором в переменное напряжение, которое затем надо трансформировать (повысить), выпрямить и сгладить. Для этого лучше всего применять преобразователи на транзисторах. Они надежны и долговечны в работе, обладают высоким к. п. д. (до 80%), получаются небольшими по размерам и весу. Такие преоб-

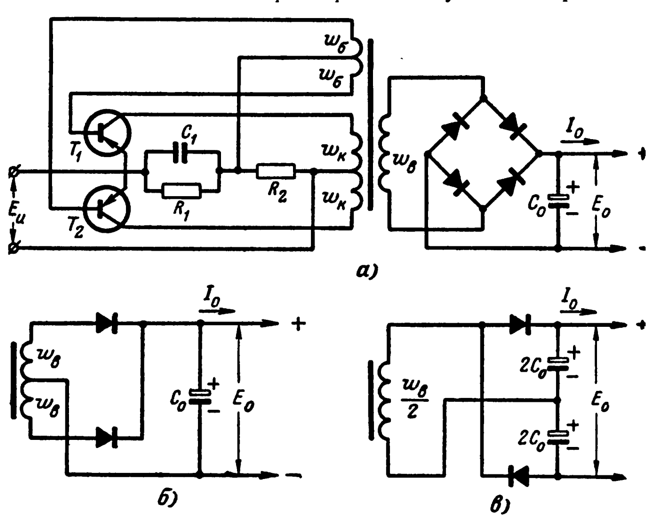


Рис. 21-23. Схема двухтактного преобразователя постоянного напряжения на транзисторах.

разователи удобно использовать в качестве компактных и экономичных источников высокого напряжения для питания портативных приемников и передатчиков, переносной измерительной аппаратуры, импульсных ламп-вспышек и различных других устройств.

Наибольшее распространение получили двухтактные преобразователи на транзисторах, выполненные по схеме с общим эмиттером (рис. 21-23), позволяющие при небольших напряжениях источника питания получить сравнительно большие значения к. п. д. Для получения высокого постоянного напряжения чаще всего используют двухполупериодные схемы выпрямления: мостовые (рис. 21-23, *а*), с нулевой точкой (рис. 21-23, *б*) и с удвоением напряжения (рис. 21-23, *в*). Выпрямительными элементами в них служат полупроводниковые диоды. Для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения используются обычные фильтры.

Рассчитывают преобразователь по заданным величинам постоянного напряжения и тока на выходе преобразователя пр известном постоянном напряжении на его входе, а также при выбранных значениях частоты генератора и коэффициента пульсации на входе фильтра. При расчете определяют данные полупроводниковых приборов, трансформатора и других элементов схемы. В приводимых ниже расчетных соотношениях даются упрощенные формулы

Транзисторы T_1 и T_2 выбирают, исходя из предельных значений тока $I_{к.макс}$ (в миллиамперах) и напряжения $U_{к.макс}$ (в вольтах) коллектора:

$$I_{к.макс} = \frac{1,4E_0I_0}{E_и}; \quad U_{к.макс} = 2,4E_и,$$

где E_0 — выпрямленное напряжение на входе фильтра, *в*;
I_0 — выпрямленный ток, *ма*;
$E_и$ — напряжение преобразуемого источника питания, *в*.

Размеры сердечника для трансформатора

$$Q_c Q_o = \frac{0,1 E_0 I_0}{f},$$

где $Q_c = ac$ (см. рис. 21-19) — сечение сердечника, *см*²;
$Q_o = bh$ (см. рис. 21-19) — площадь окна сердечника, *см*²;
f — частота выпрямленного напряжения, *гц*.

Выбрав тип пластин, можно найти сечение сердечника

$$Q_c = \frac{Q_c Q_o}{bh}.$$

При этом рекомендуется, чтобы отношение c/a было в пределах 1—2.

Число витков половины коллекторной обмотки

$$w_к = \frac{3\,500 (E_и - 0,5)}{f Q_c}.$$

Число витков половины базовой обмотки

$$w_б = \frac{3,5 w_к}{E_и - 0,5}.$$

Число витков выходной обмотки

$$w_в = \frac{w_к E_0}{E_и - 0,5}.$$

Диаметры (в миллиметрах) проводов для коллекторной, базовой и выходной обмоток трансформатора:

$$d_к = 0,015 \sqrt{I_{к.макс}}; \quad d_б = 0,34 d_к;$$

$$d_в = 0,018 \sqrt{I_0}.$$

Ориентировочное сопротивление (в омах) резисторов R_1 и R_2 можно определить по следующим формулам:

$$R_1 = \frac{31\,000}{I_{к.макс}}; \quad R_2 = 25 R_1.$$

Емкость конденсатора C_1 подбирается опытным путем в пределах 0,1—2 *мкф*.

Выпрямительные элементы выбирают, как и в любом выпрямителе, исходя из предельных значений тока и обратного напряжения. Емкость конденсатора на входе фильтра можно определить по следующей формуле:

$$C_0 = \frac{1\,500 I_0}{f E_0 p_0},$$

где p — коэффициент пульсации на входе фильтра, %.

21-9. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Для поддержания постоянства питающего напряжения применяют феррорезонансные стабилизаторы, стабилизаторы на стабилитронах и электронные стабилизаторы.

Феррорезонансные стабилизаторы напряжения

Эти устройства применяют для стабилизации питающего переменного напряжения. На рис. 21-24 приведена простейшая схема феррорезонансного стабилизатора на мощность 10—60 *вт*, обеспечивающая на его выходе достаточно устойчивое напряжение.

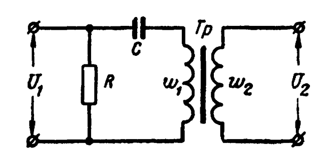


Рис. 21-24. Схема простейшего феррорезонансного стабилизатора напряжения.

Сечение сердечника Q_c (в квадратных сантиметрах) трансформатора *Тр* и емкость конденсатора *C* (в микрофарадах) для этого стабилизатора определяют по следующим приближенным формулам.

$$Q_c \approx 1,1 \sqrt{P}; \quad C \approx 0,17 (P + 7,6),$$

где P — мощность, потребляемая нагрузкой, *вт*.

Сопротивление R можно выбрать в пределах 30—500 *ком*.

Число витков первичной обмотки трансформатора

$$w_1 = \frac{40 U_1}{Q_c},$$

где U_1 — напряжение на входе стабилизатора, *в*.

Диаметр (в миллиметрах) провода этой обмотки

$$d_1 = 0,9 \sqrt{\frac{P}{U_1}}.$$

Число витков вторичной обмотки трансформатора

$$w_2 = \frac{30 U_2}{Q_c},$$

где U_2 — напряжение на выходе стабилизатора, *в*.

Диаметр (в миллиметрах) провода этой обмотки

$$d_2 = 0,8 \sqrt{I_2},$$

где I_2 — ток вторичной обмотки трансформатора, *а*.

Стабилизаторы напряжения на стабилитронах

Эти устройства (рис. 21-25) используют для стабилизации выпрямленного напряжения *E*. В зависимости от этого напряжения (на входе стабилизатора) при токах нагрузки $I_н$ не более 30 *ма* применяют стабилитроны типов СГ2С, СГ3С, СГ4С, СГ1П или СГ2П. Коэффициент стабилизации (параметр, показывающий, во сколько раз процентное изменение напряжения на выходе стабилизатора меньше процентного изменения напряжения на его входе) для схемы на рис. 21-25 равен примерно 10.

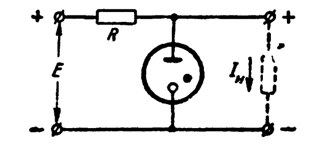


Рис. 21-25. Схема стабилизатора напряжения на стабилитроне.

Для стабилитрона типа СГ2С напряжение

$$E = 110 \div 150\ в.$$

Ограничивающее сопротивление (в омах):

$$R = \frac{1\,000\,(E - 75)}{I_н + (10 \div 20)}.$$

Мощность рассеяния (в ваттах) на этом сопротивлении

$$P_R = \frac{(E - 75)^2}{R}.$$

Для стабилитронов типов СГ3С и СГ2П

$$E = 135 \div 210 в, \quad R = \frac{1\,000\,(E - 105)}{I_н + (10 \div 20)},$$

$$P_R = \frac{(E - 105)^2}{R}.$$

Для стабилитронов типов СГ4С и СГ1П

$$E = 190 \div 300 в, \quad R = \frac{1\,000\,(E - 150)}{I_н + (10 \div 20)};$$

$$P_R = \frac{(E - 150)^2}{R}.$$

Электронные стабилизаторы напряжения

Эти устройства тоже используются для стабилизации выпрямленного напряжения, причем коэффициент стабилизации у них выше (в несколько раз), чем у стабилизаторов выполненных только на стабилитронах, а ток нагрузки принципиально не ограничен и зависит от примененной регулирующей электронной лампы. Кроме того, схема электронного стабилизатора позволяет по желанию изменять в достаточно широких пределах величину выходного напряжения.

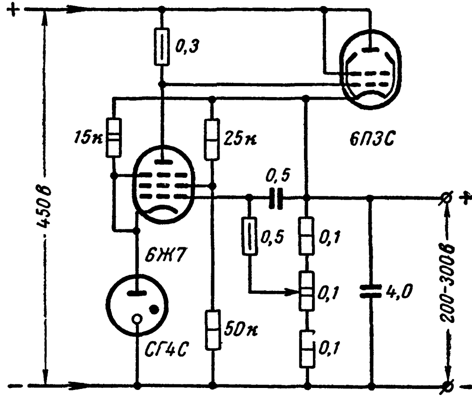


Рис. 21-26. Схема электронного стабилизатора напряжения.

На рис. 21-26 приводится одна из практических схем электронного стабилизатора напряжения со всеми необходимыми данными.

ЛИТЕРАТУРА

Терентьев Б. П., Электропитание радиоустройств, Связьиздат, 1958

Рогинский В. Ю., Выпрямители, Госэнергоиздат, 1961.

Малинин Р. М., Полупроводниковые выпрямители, Госэнергоиздат, 1963

Геллер И. Х., Селеновые выпрямители, изд-во «Энергия», 1964

Мазель К. Б., Стабилизаторы напряжения и тока, Госэнергоиздат, 1955

Берлинблау Е. П, Стабилизаторы напряжения для питания телевизоров, изд-во «Энергия», 1965.

Журавлев А А, Мазель К. Б., Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах, изд-во «Энергия», 1964.

Химические источники тока, «Радио», 1962, № 5.

Аккумуляторы, «Радио», 1962, № 6.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ВТОРАЯ

КОНСТРУИРОВАНИЕ И МОНТАЖ РАДИОАППАРАТУРЫ

Любой радиоэлектронный аппарат можно собрать по-разному, применив тот или иной вариант компоновки элементов его принципиальной схемы, но это не значит, что узлы и детали аппарата можно размещать произвольно. Радиолюбителю надо знать, как можно и как нельзя размещать детали, чтобы исключить возможность появления паразитных связей возникающих при неудачном размещении их. Надо знать и о влиянии внешних факторов на роботу аппарата и учитывать их, если это необходимо, при его конструировании. Не менее важно знать и различные технологические приемы монтажа так как от этого во многом зависит надежность и качество работы аппарата.

22-1. КОМПОНОВКА ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ

Работа по компоновке элементов схемы радиоэлектронного аппарата складывается из следующих этапов. Сначала надо правильно составить принципиальную схему, проанализировать назначение и взаимосвязь каждого ее элемента, вычертить эту схему так, чтобы ее функциональное содержание выступало наиболее полно. Затем следует сгруппировать пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, катушки) схемы вокруг соответствующих активных элементов (лампы, транзисторы), изобразив это в виде блочной схемы. После это-

Таблица 22-1

Приближенные значения объемов отдельных каскадов

Каскады на лампах	Объем, $см^3$	Каскады на транзисторах	Объем, $см^3$
Каскад строчной развертки с трансформатором, кенотроном и демпфером	5 000	Выходной двухтактный трансформаторный каскад на транзисторах П4 с радиаторами	600
Блок питания (трансформатор, диоды, конденсаторы и дроссель фильтра)	3 500	Выходной двухтактный бестрансформаторный каскад мощностью 10 *вт* на транзисторах П4	100
Выходной трансформаторный каскад низкой частоты, каскад кадровой развертки	1 000	Выходной однотактный бестрансформаторный каскад на транзисторе П203 с радиатором	40
Амплитудный селектор телевизора	250	Выходной однотактный бестрансформаторный каскад на транзисторе П203 без радиатора	25
Каскад усилителя промежуточной частоты	150—300	Каскад усилителя промежуточной частоты	20
Выходной однотактный трансформаторный каскад с питанием от батарей	200	Двухтактный бестрансформаторный каскад на составных транзисторах	20
Резисторный каскад усилителя с питанием от батарей	80	Выходной однотактный трансформаторный каскад на транзисторе П13 или входной резисторный каскад усилителя с регулятором громкости (переменный резистор типа СПО-0,5) .	15
Бестрансформаторный каскад усилителя низкой частоты на стержневой лампе	30	Резисторный каскад усилителя на транзисторе П13	6

го, можно нарисовать эскиз расположения ее главных элементов (активных элементов и крупногабаритных деталей) с разметкой на нем положения входных, выходных, контрольных и регулировочных элементов, определить ориентировочное значение объема и геометрических размеров устройства, оценить влияние окружающей среды, возможные паразитные связи, учесть удобство обслуживания, выбрать тип монтажных соединений, выполнять окончательную компоновку и составить монтажную схему.

Рассмотрим более подробно все эти этапы компоновочных работ.

Пусть имеется какая-то схема (рис. 22-1, *а*). Только с большим трудом можно установить, что это усилитель низкой частоты. Резисторы R_1, R_3, R_5 и конденсаторы C_1, C_2 по первому впечатлению относятся к транзисторам T_2 и T_3, трансформатор Tp_1 кажется принадлежностью только транзистора T_2. Неудачное положение громкоговорителя *Гр,* сжатость изображения регулятора громкости и его входных зажимов также затрудняют определение назначения схемы. Схема запутана и занимает большую площадь.

Для облегчения анализа этой схемы ее необходимо вычертить так, как это сделано на рис. 22-1, *б*. На этой схеме сразу видны пути прохождения сигнала и принадлежность пассивных элементов к активным, а поэтому можно легко определить функциональное назначение схемы.

После этого принципиальную схему следует выполнить в виде блочной схемы, как это показано на рис. 22-2. На этой блочной схеме все элементы скомпонованы внутри двух штрих-пунктирных прямоугольников, объединяющих детали первого и второго каскадов усилителя. Вне этих прямоугольников показаны регулировочные резисторы, громкоговоритель и батарея питания. Такое изображение блочной схемы усилителя показывает, что конструктивно регулировочные сопротивления, громкоговоритель и батарея не связаны с остальными деталями схемы.

На основе анализа принципиальной и блочной схем можно выполнить эскизный рисунок главных элементов устройства (рис. 22-3). На этом рисунке показаны только регулировочные элементы (переменные резисторы R_1 и R_9), детали с собственным или дополнительным

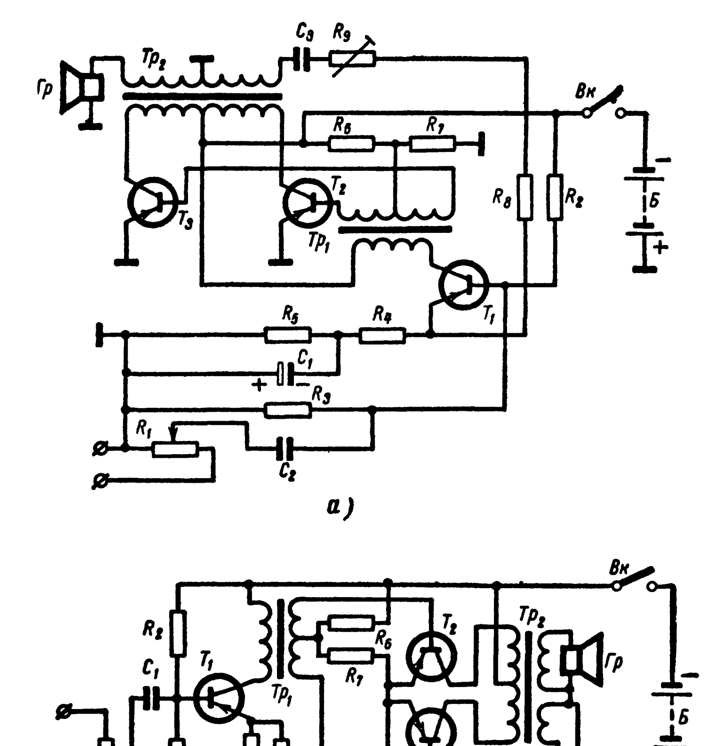


Рис. 22-1. Примеры правильного графического, но неправильного функционального (*а*) и правильного графического и функционального (*б*) чертежа принципиальной схемы усилителя низкой частоты.

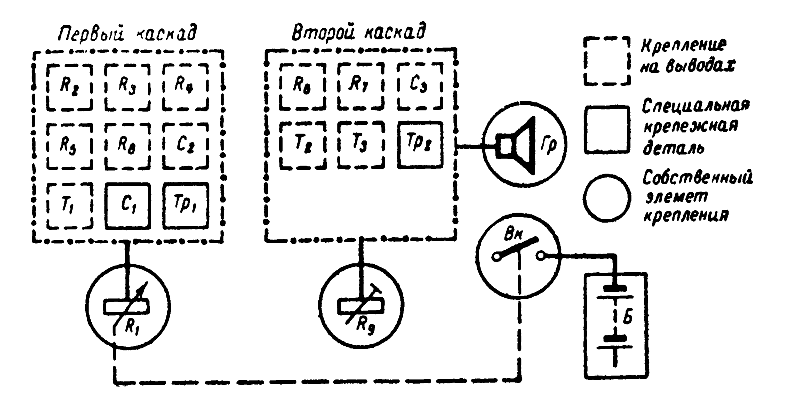


Рис. 22-2. Покаскадная функциональная блочная схема усилителя низкой частоты с разметкой особенностей крепления ее элементов, соответствующая принципиальной схеме, показанной на рис. 22-1.

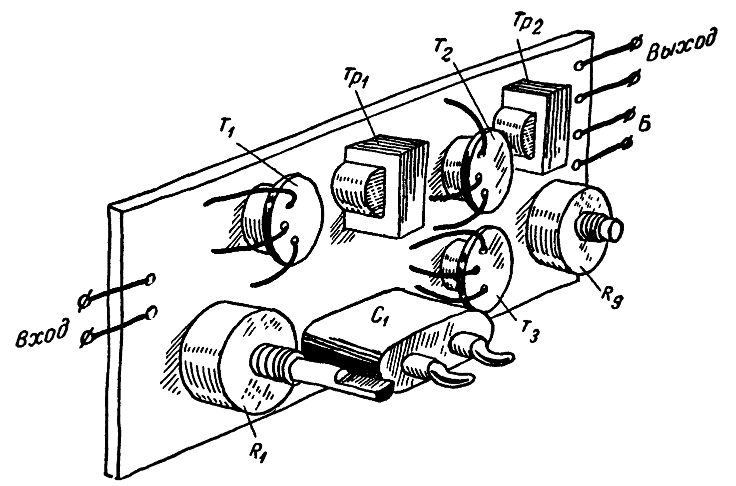


Рис. 22-3. Эскиз компоновки основных элементов усилителя низкой частоты, принципиальная схема которого показана на рис 21-1. (вместо электролитического здесь показан металлобумажный конденсатор C_1).

креплением (конденсатор C_1, трансформаторы $Тр_1$ и $Тр_2$) и активные элементы каскадов (транзисторы T_1, T_2 и T_3).

Теперь уже можно ориентировочно определить объем нашего усилителя, воспользовавшись для этого табл. 22-1, в которой даны объемы отдельных каскадов некоторых конструкций. При высокой плотности укладки элементов общий объем можно определить как сумму объемов каскадов данного устройства. Для компоновки деталей, значительно различающихся по своим размерам и форме (например, конденсатор МБГО и малогабаритные детали), общий объем придется увеличить в полтора — два раза.

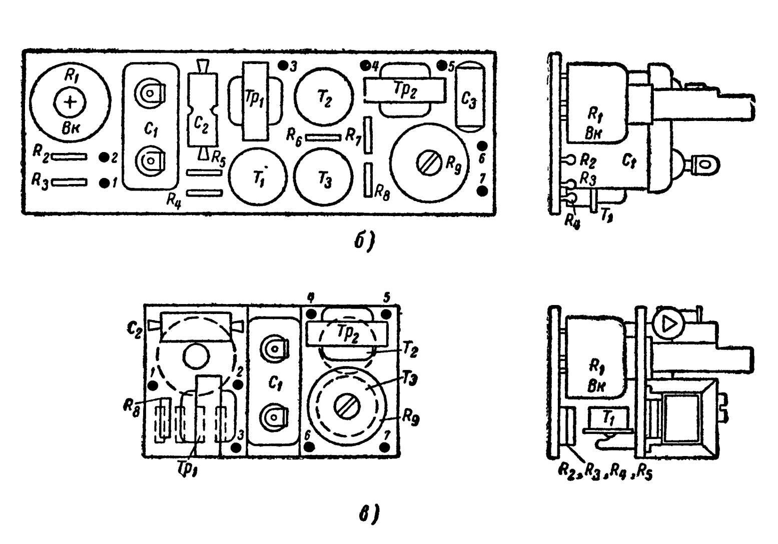


Рис. 22-4. Три варианта компоновки элементов (без громкоговорителя и батареи питания) усилителя низкой частоты, собираемого по схеме на рис. 22-1.

В нашем примере для весьма плотной компоновки мы получим суммарный объем около 60 *см*³, а для компоновки средней плотности 100—120 *см*³. Так как высота самой высокой детали (конденсатора МБГО) около 3,5 *см*, то при компоновке средней плотности и объеме 100—120 *см*³ мы получим площадь шасси нашего усилителя в пределах 30—35 *см*².

Компонуя элементы усилителя на узкой плате в виде линейки при ширине ее около 2 *см* (диаметр малогабаритного регулятора громкости с небольшим запасом), мы получим длину 15 *см*, а при ширине линейки 3 *см* длина ее будет 10—12 *см*.

Определив примерные размеры платы и зная расположение основных деталей усилителя, можно приступить к компоновке пассивных элементов схемы. Представляя все элементы схемы в виде прямоугольников, площадь которых можно определить по табл. 22-2, надо проверить возможность их расположения на поверхности платы. Следует иметь в виду, что площадь платы должна быть на 20—50% больше суммы площадей размещаемых на ней деталей, потому что у некоторых деталей устройства могут быть специальные крепления.

Необходимость учета многочисленных внешних и внутренних паразитных факторов не позволяет выполнить компоновку сразу, с первой попытки. Поэтому даже для не особенно сложной схемы необходимо составить несколько вариантов компоновки. Три варианта компоновки усилителя, схема которого была показана на рис. 22-1, даны на рис. 22-4.

Первые два варианта представляют плоскую компоновку усилителя. Компоновка на длинной узкой плате шириной 2 *см* (рис. 22-4, *а*) позволяет без затруднений разместить на ней переменные резисторы, металлобумажный конденсатор и трансформаторы. Так как трансформаторы находятся сравнительно далеко один от другого, их можно расположить параллельно друг другу. Все пассивные элементы размещены здесь, по возможности, рядом со своими активными элементами. Площадь платы и объем (100 *см*³) конструкции при таком варианте компоновки соответствуют предварительному расчету.

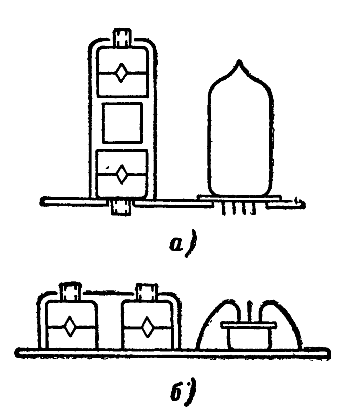


Рис. 22-5. Варианты компоновки контуров фильтра промежуточной частоты на сердечниках СБ-1 для лампового (*а*) и транзисторного (*б*) приемников.

Использование более широкой, но зато более короткой платы во втором варианте (рис. 22-4, *б*) приводит к уменьшению расстояния между трансформаторами и для предотвращения возможных паразитных связей они расположены взаимно перпендикулярно. Площадь платы и объем 105 *см*³ устройства при такой компоновке практически не изменились.

Детали устройства можно скомпоновать более плотно, если от плоской компоновки элементов его схемы перейти к объемной компоновке. В третьем варианте компоновки усилителя (рис. 22-4, *в*) это сделано путем добавления двух монтажных плат. На одной из них размещены с двух сторон конденсатор C_2, резистор R_8, трансформатор $Тр_1$ и транзистор T_1, а на другой расположены резистор R_9, трансформатор $Тр_2$, транзисторы T_2 и T_3. Все остальные детали усилителя помещены на основной плате. Объем (53 *см*³) устройства при такой

Таблица 22-2

Приближенные значения установочной площади для некоторых деталей

Наименование детали	Занимаемая площадь, $см^2$	Наименование детали	Занимаемая площадь, $см^2$
Резисторы		МБМ	3
УЛМ-0,12	0,4—1,2	ПМ-2	1,6
		ЭМ	3
		БМ	2,5
МЛТ-0,5	2,1	Транзистор маломощный	2,3
МЛТ-1	3,5		
МЛТ-2	5,2	Транзистор мощный	8
СП	15		
СПО-0,15	1,5		
СПО-0,5	4	Детекторный диод	1
СПО-2	10	Малогабаритный трансформатор	4
Конденсаторы		Малогабаритный громкоговоритель	40
КДМ	0,6		
КТМ	1,2	Батарея «Крона»	16
КДС-1	0,5	Элемент ФБС-0,25	8
КДС-2	1,2	Ферритовая антенна	18

компоновке снизился почти вдвое. Однако при этом значительно усложнилось выполнение монтажных, регулировочных и проверочных работ, а также конструкция усилителя в целом. Хотя расположение входных, выходных и контрольных точек во всех вариантах позволяет проверить нормальную работу устройства (черные точки *1*, *2*, *3*, *4*, *5*, *6* и *7*), все же необходимо тщательно взвесить все преимущества и недостатки более плотной компоновки, прежде чем решиться ее применять.

В ряде случаев плотность объемной компоновки можно повысить, изменив компоновку некоторых узлов устройства (контуров, разъемов, переключателей и т. п.). Пример такой перекомпоновки контуров полосового фильтра промежуточной частоты с сердечниками типа СБ-1 для лампового и транзисторного усилителей показан на рис. 22-5. В ламповом варианте (рис. 22-5, *а*) два контура лучше располагать один над другим. В этом случае общая высота фильтра промежуточной частоты и диаметр его корпуса будут соответствовать высоте и диаметру лампы. Возможно и другое расположение контуров, при котором регулировочные сердечники их будут параллельны шасси. И в этом случае фильтр будет хорошо совмещен с лампой. В транзисторном варианте контуры фильтра промежуточной частоты целесообразней компоновать, как показано на рис. 22-5, *б*. Экран такого фильтра может быть круглым или прямоугольным.

При невозможности перекомпоновки каких-либо узлов следует попытаться заменить их на узлы (элементы) другого типа или применить несколько однотипных деталей меньших размеров (например, поставить несколько малогабаритных параллельно соединенных конденсаторов вместо одного большого и т. п.).

Получив удовлетворительные результаты по такого рсда компоновке, можно произвести окончательный выбор типов деталей и узлов данного устройства. Однако полученный рисунок компоновки нельзя считать окончательным, так как при его составлении не были учтены некоторые важные факторы, а они могут потребовать дополнительной перекомпоновки элементов. Надо учитывать, например, возможность возникновения паразитных связей при неудачном расположении элементов и соединительных проводников схемы. Важно также учесть удобства управления устройством и доступность регулировки его узлов.

22-2. СПОСОБЫ КОМПОНОВКИ

Рассмотрим кратко следующие способы компоновки, применяемые в конструкторских бюро на производстве: натурный, графический, аналитический, аппликационный и модельный.

Натурная компоновка выполняется в виде макета устройства, содержащего все элементы схемы. При этом могут быть два случая.

В первом случае компоновочный макет выполняется сразу в том виде, в каком представляется разработчику схемы его устройство. Успешно выполнить такую компоновку можно только при наличии большого опыта в области разработки именно таких схем и при достаточном запасе деталей, если потребуется многократная переделка устройства в целом и полная замена отдельных его элементов. Для радиолюбителей такой способ мало применим как из-за возможного недостатка опыта, так и из-за сравнительно больших материальных затрат.

Во втором случае макет выполняется в виде устройства, которое соответствует требуемому только по принципиальной схеме. Размеры монтажной платы макета заметно превышают размеры той платы или шасси, на которых предполагается окончательное выполнение устройства. В этом случае выводы транзисторов, резисторов, конденсаторов и других деталей схемы не укорачивают, что позволяет многократно применять их при последующих работах по компоновке других устройств. Для простых конструкций этот способ часто используется радиолюбителями. Большим недостатком его является то, что паразитные связи в окончательном варианте устройства получаются, как правило, значительно большими, чем в компоновочном макете.

Графическая компоновка, позволяющая до практического выполнения устройства без пайки элементов просмотреть на бумаге различные варианты компоновки, очень трудоемка, так как для точного соответствия размеров деталей и их изображений требуется вычерчивание или точная зарисовка элементов. Выполняется она на миллиметровой бумаге мягким карандашом. В радиолюбительских условиях такую компоновку целесообразно применять при выполнении эскиза.

Аналитическая компоновка основана на расчете требуемых геометрических размеров устройства по предварительным табличным данным или данным, полученным путем обмера элементов этого устройства. Сложность выполнения полной аналитической компоновки заключается в трудности определения объемов деталей (для этого требуются специальные приспособления или громоздкие вычисления). Для радиолюбителей достаточно пользоваться данными по объему отдельных каскадов (табл. 22-1) и площади наиболее часто используемых деталей (табл. 22-2) при коэффициенте использования площади монтажной платы в пределах 0,5—0,8.

Аппликационная компоновка выполняется с помощью вырезанных из плотной бумаги в масштабе 1 : 1 контуров деталей или прямоугольников соответствующего размера, на которых вычерчены контуры этих деталей (рис. 22-6). Для деталей простой симметричной формы (резисторы МЛТ, конденсаторы МБМ и т. п.) достаточ-

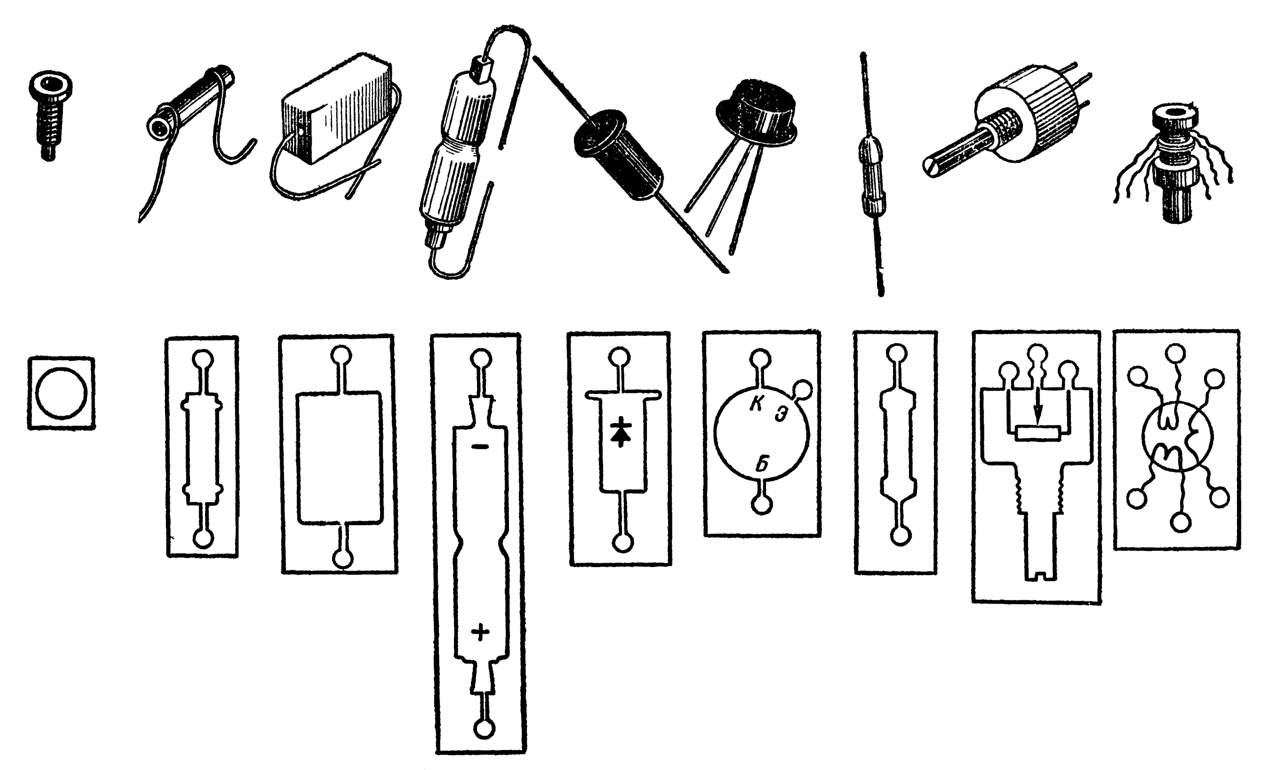


Рис. 22-6. Внешний вид некоторых деталей и их аппликации.

но иметь иногда аппликацию только одной проекции. Для более сложных деталей (ламподержатели, трансформаторы, клавишные переключатели и т. п.) необходимы аппликации нескольких проекций этих деталей. На

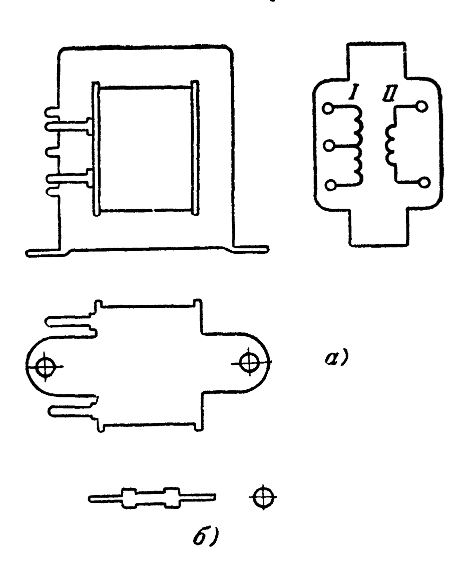


Рис. 22-7. Примеры аппликаций трансформатора в трех проекциях (*а*) и резистора в двух проекциях (*б*).

них обязательно наносят центры отверстий для крепления, оси симметрии, крайние положения движущихся частей и положение выводных контактов или проводников. Пример нескольких аппликаций показан на рис. 22-7.

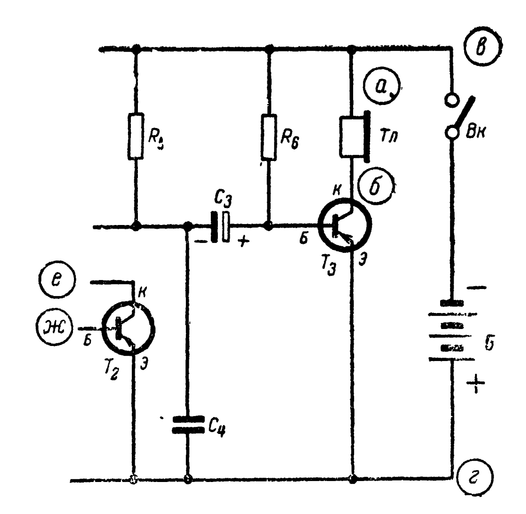
После определения примерных размеров шасси или монтажной платы на листе миллиметровки или на чистом листе с очерченными контурами шасси или платы раскладывают аппликации. Меняя их расположение, добиваются наиболее рациональной компоновки элементов (рис. 22-8). Аппликации приклеивают к бумажному листу резиновым клеем, который позволяет при необходимости сравнительно легко отклеить их.

На этот бумажный макет накладывают лист бумажной кальки, на который переносят контуры всех деталей и их контакты. Наложив на полученный эскиз второй лист кальки или часть первого листа, переносят на него все контактные точки. После его поворота на обратной стороне листа мы увидим изображение контактных точек как бы изнутри шасси или с другой стороны монтажной платы. На этом листе цветным карандашом вычерчивают соединительные проводники. При необходимости выполнения неперекрещивающихся проводников для печатного монтажа возможно придется несколько изменить взаимное расположение деталей. Применение кальки значительно упрощает эту операцию, так как на ней мы как бы видим (после того как перегнем лист с двумя проекциями или наложим листы друг на друга) одновременно обе стороны шасси или платы, что позволяет легко выбрать необходимые перестановки элементов (рис. 22-9).

Модельная компоновка является наиболее наглядной, но и наиболее сложной в выполнении. Для нее пользуются моделями элементов устройства. Эти модели

могут иметь точно такую же форму, что и элементы, а могут быть выполнены в виде приближенных по форме фигур: цилиндров, конусов, пирамид, прямоугольников или различных их комбинаций. Такие модели в радиолюбительской практике удобнее всего выполнять из пластилина, картона и фанеры.

Для удобства компоновки на модели шасси и монтажных плат наносится пятимиллиметровая сетка. Модели можно приклеивать на своих местах, но лучше в местах пересечения линий координатной сетки просверлить отверстия на картонном или фанерном шасси под шпильки, вклеенные в моделях. Вместо шпилек можно вклеить гайки или винты.



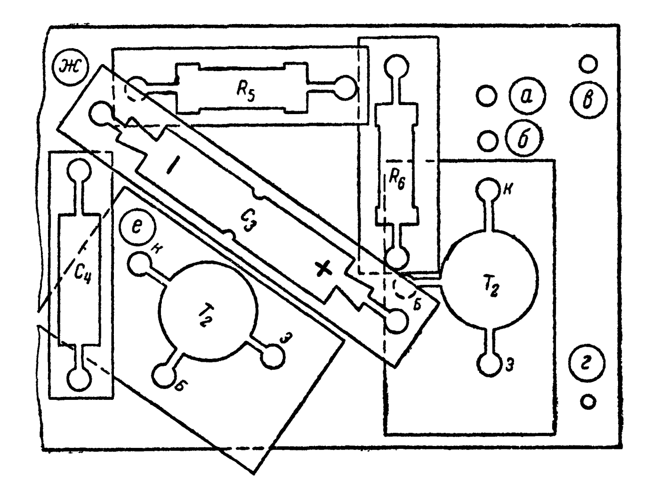


Рис. 22-8. Часть схемы приемника и ее аппликационная компоновка.

Точки схемы *а, б, в, г, е* и *ж* обозначают выход схемы к другим частям или деталям приемника.

На моделях элементов надо нанести оси симметрии и центры крепежных отверстий. Очень хорошо покрасить их нитрокрасками, отметив более яркими цветами точки крепления. Мелкие детали (например, малогабаритные сопротивления и конденсаторы) удобно выполнять в виде параллелепипедов из разноцветного пластилина. Объем этих моделей должен соответствовать установочному объему элементов.

Вместо толстого картона или фанеры для макетов монтажных плат или шасси хорошо применять органическое стекло с нанесенной на нем координатной сеткой. В этом случае получается очень ясное представление о компоновке элементов устройства в целом.

При компоновке схемы пользуются различными методами: аналитическим для грубого определения объема схемы, аппликационным для выбора наиболее целесообразного расположения ее элементов (этот этап можно выполнять и способом модельной компоновки) и, наконец, натурным для проверки работы макета.

Для повышения точности компоновочных работ рекомендуется после изготовления очередной конструкции записывать ее компоновочные характеристики (значения объемов, поверхностей, коэффициентов использования по площади, по объему и др.). Это позволит накопить опыт для быстрого и точного определения компоновочных характеристик последующих конструкций.

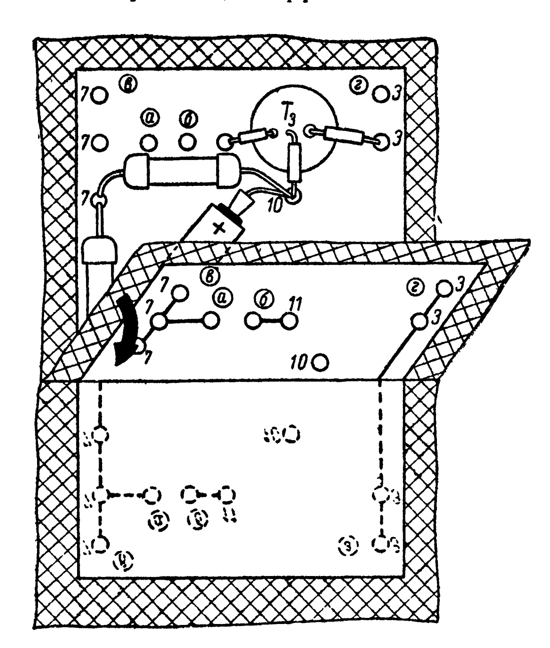


Рис. 22-9. Применение кальки для ускорения выполнения компоновочных эскизов.

22-3. МОНТАЖНЫЕ ЭСКИЗЫ

Для ускорения работ по составлению монтажных эскизов необходимо соблюдать определенную последовательность. После того, как выбран тип монтажных соединений и конструкция монтажа, будет известно количество паек в одной монтажной точке: одна для печатного монтажа и от двух до четырех для остальных типов монтажных соединений (на монтажных платах с пистонами, лепестками или шпильками). Хотя в радиолюбительских конструкциях допускается припаивание в одну монтажную точку до пяти-шести проводников,

злоупотреблять этим не следует, потому что, чем больше проводников, тем труднее их хорошо спаять при монтаже и распаять при ремонте устройства. Кроме того, при этом сильно перегреваются все детали, припаянные к данной точке, а это опасно для малогабаритных деталей и полупроводниковых приборов.

Рассмотрим пример составления монтажного эскиза для простой схемы (рис. 22-10) в случаях печатного (одна пайка в данной точке) и навесного (две пайки в данной точке, не считая перемычки или соединительного проводника) монтажа на плате.

Сначала пронумеруем все соединительные точки. Затем перерисуем принципиальную схему так, чтобы в каждой соединительной точке было нарисовано столько монтажных точек, сколько должно быть в ней паек. При этом каждая монтажная точка будет иметь двойной шифр: порядковый номер по принципиальной схеме и номер данной монтажной точки соединения (например, *1—2*, *1—5* и т. д.).

Принципиально-монтажная схема видеоусилителя для печатного монтажа (одна пайка в данной точке), соответствующая принципиальной схеме на рис. 22-10,

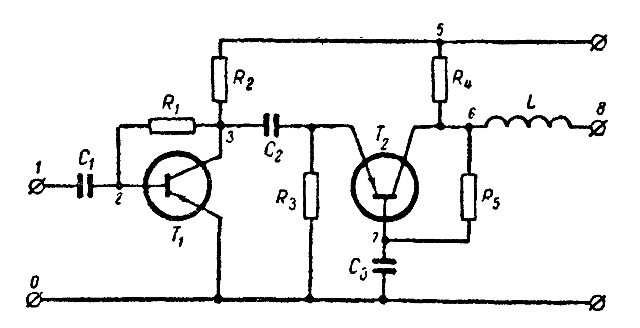


Рис. 22-10. Принципиальная схема видеоусилителя.

в этом случае будет иметь вид, показанный на рис. 22-11, *а*.

При компоновке элементов этой схемы необходимо учесть и расположение монтажных точек для пайки. Дополнительным требованием для компоновки элементов схемы при печатном монтаже является отсутствие пересечений проводников. Для этого способом последовательных приближений надо добиться соответствующего расположения элементов и монтажных точек. Такая компоновка показана на рис. 22-11, *б* и *в*.

Для случая двух паек в одной монтажной точке принципиально-монтажная схема видеоусилителя будет иметь вид, показанный на рис. 22-12, *а*. Такого рода монтаж может выполняться на монтажных платах с лепестками, где плотность расположения элементов невелика, а расстояние между лепестками фиксировано. В этом случае вместо компоновки аппликаций часто проще выполнить графическую компоновку условных изображений элементов. После окончания этого этапа делают эскиз расположения элементов (рис. 22-12, *б* и *в*).

Для схем, в которых соединение между точками выполняется не перемычками, проследить ход которых легко, а длинными проводниками, увязанными в жгут (межблочные соединения сложного приемника или телевизора), последовательность выполнения монтажного эскиза несколько другая. В таких случаях сначала нумеруют соединительные проводники двумя цифрами: первая — номер соединительной точки, вторая — номер соединительного проводника (рис. 22-13, *а*). Затем составляют таблицу проводов, в которой указывают номер провода, обозначение точек выхода и входа данного проводника (это обозначение можно делать сокращенно, как показано в третьей и следующих за ней строках таблицы) и особых характеристик провода (сечение, цвет, наличие экрана и т. п.).

Провод	Откуда идет	Куда поступает	Примечание
1-1	Антенна	Блок *1*, контакт 1	Белый 0,14 *мм²*
2-1	Блок *1*, контакт 2	Разъем *Ш 1*, контакт 3	Красный 0,14 *мм²*
2-2	*Бл1-2*	*Бл2-3*	Синий 0,35 *мм²*
2-3	*Бл2-3*	*Ш1-2*	Желтый 0,35 *мм*
3-1	*Бл1-3*	*Бл2-2*	Коричневый 0,2 *мм**
3-2	*Бл2-2*	*Ш1-1*	Черный 0,2 *мм**
4-1	*Бл1-4*	*Бл2-1*	Зеленый 1,5 *мм²*

* Снаружи надеть экранирующий чулок и заземлить с двух сторон.

Шифр проводников может быть выполнен тремя способами: 1) обезличенной оцифровкой, когда проводник обозначается порядковым номером по таблице проводов (*1-1*, *2-1*, *2-2*), 2) шифром, показывающим «адрес» данного проводника (*Бл1-4*, *Бл2-1*) и 3) цветом проводника (красный, синий). Наиболее удобной в практике работы со сложными схемами является адресная (рис. 22-13, *б*), а наиболее наглядной — цветовая система соединительных проводников. Еще лучше использовать адресно-цветовую систему, объединяющую преимущества обоих способов.

Для быстрого и безошибочного выполнения монтажа следует придерживаться такой последовательности. Сначала следует подготовить рабочее место, подобрать все необходимые детали и приколоть их к бумажным полоскам, сгруппировав по каскадам и обозначив условными обозначениями по принципиальной схеме. Затем надо нарисовать принципиально-монтажную схему (см. рис. 22-11, *а* или 22-12, *а*) или подколоть к нарисованным ранее схемам кальку, на которой цветным карандашом сразу же после пайки отмечают выполненные соединения.

22-4. УЧЕТ ВНЕШНИХ ФАКТОРОВ

На работу радиоэлектронной аппаратуры влияют следующие внешние условия: температура, влажность и давление воздуха, засоренность воздуха различными примесями, солнечная радиация, а также биологические факторы (грибки, плесень).

Для определения каких-либо параметров деталей, узлов и устройств часто пользуются понятием «нормальные условия». За эти условия принимают температуру от 15 до 25° С, относительную влажность воздуха от 50 до 80%, атмосферное давление от 720 до 780 *мм рт. ст.* и практически полное отсутствие загрязнений воздуха пылью и газами, отсутствие заметной солнечной и проникающей радиации и паразитных биологических факторов. Этому достаточно точно соответствуют условия в обычных жилых помещениях или лабораториях в средней климатической полосе. Все параметры деталей, узлов и сложных аппаратов даются именно для этих условий (если нет специальных оговорок). В реальных же условиях эксплуатации аппаратуры (даже в комнате) возможно значительное отклонение от установленных значений. При этом все параметры аппарата и составляющих его частей будут изменяться.

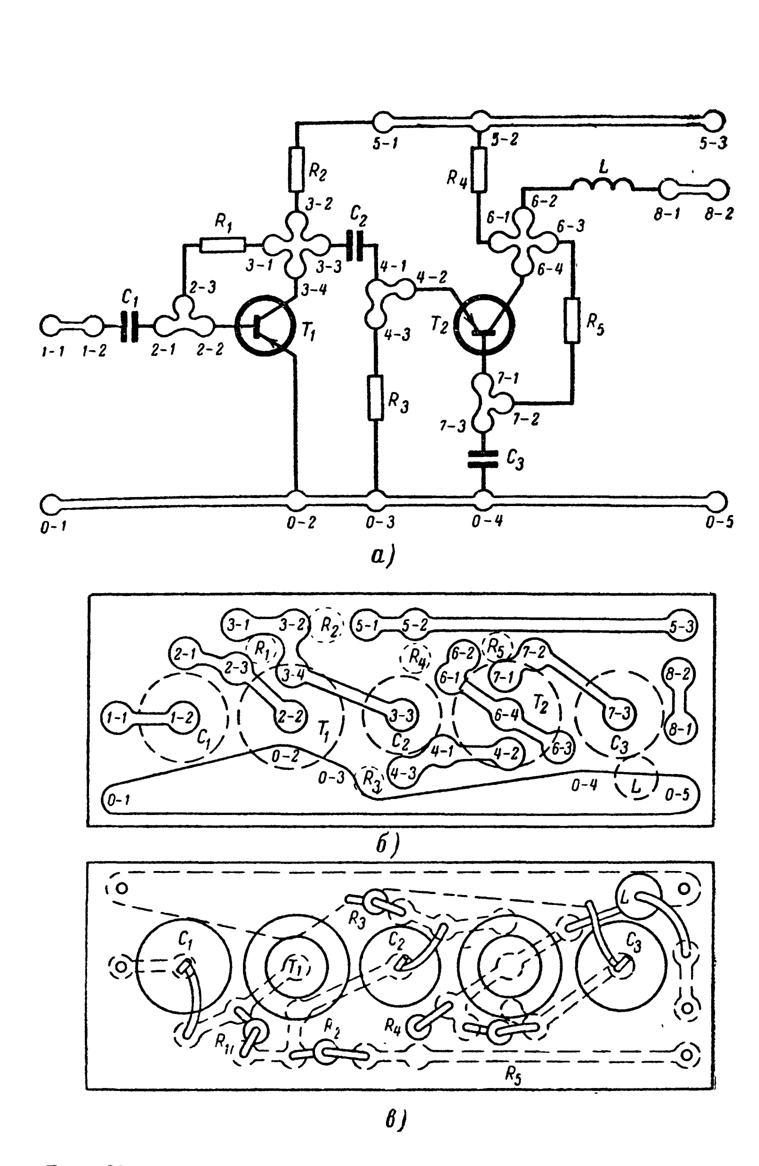


Рис. 22-11. Принципиально-монтажная схема видеоусилителя с указанием монтажных точек под пайку при печатном монтаже (*а*), вид на плату со стороны монтажа (*б*) и вид со стороны деталей (*в*).

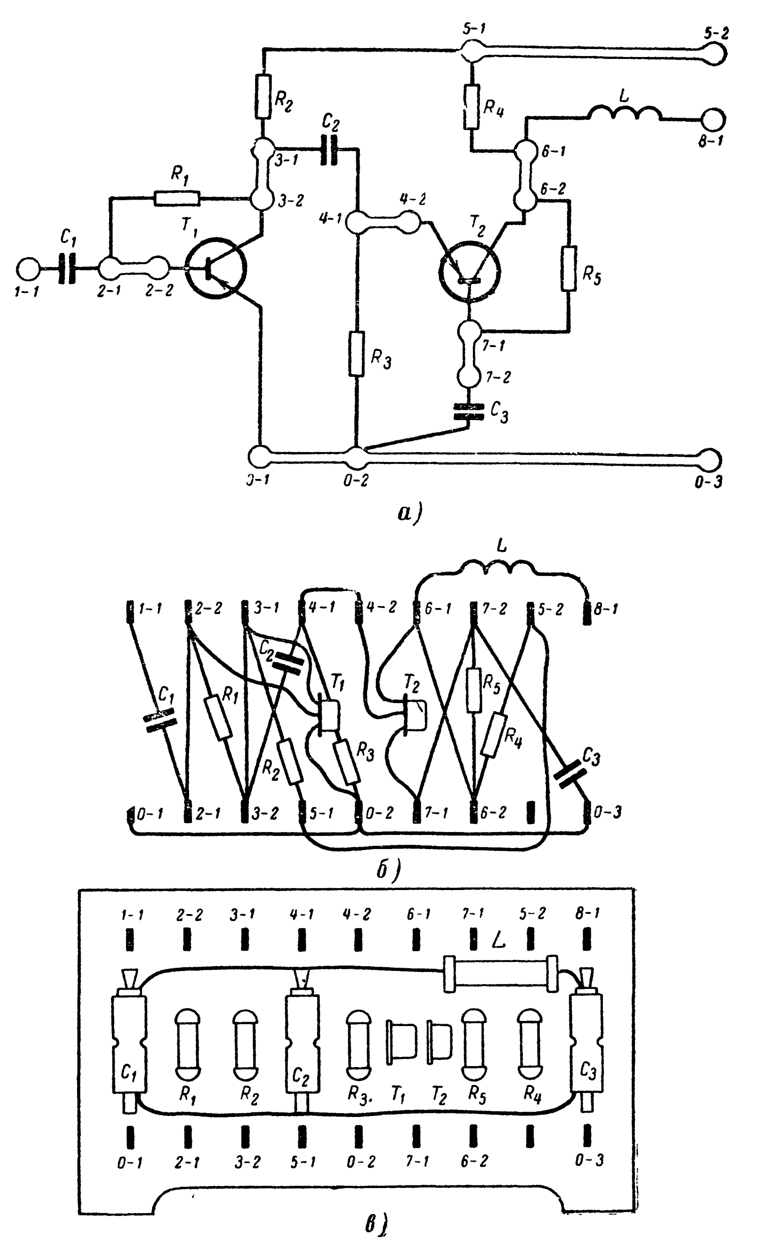


Рис. 22-12. Принципиально-монтажная схема видеоусилителя с указанием монтажных точек под пайку при навесном монтаже деталей на плате с лепестками (*а*), монтажная схема соединений (*б*), расположение деталей без соединительных проводов (*в*).

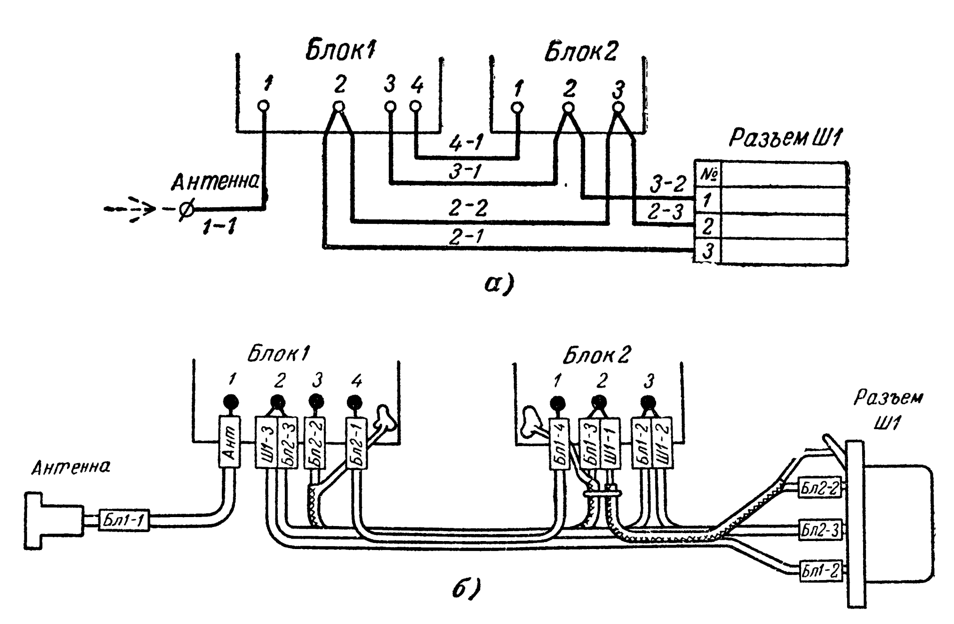


Рис. 22-13 Схема соединительных проводников устройства (*а*) и эскиз жгутового монтажа их с адресной шифрацией (*б*).

Температура. На аппаратуру и ее элементы могут действовать два источника изменения температуры: окружающая среда (температура воздуха, солнечные или тепловые лучи) и внутренние источники тепла (лампы, трансформаторы, резисторы и др.). Теплообмен

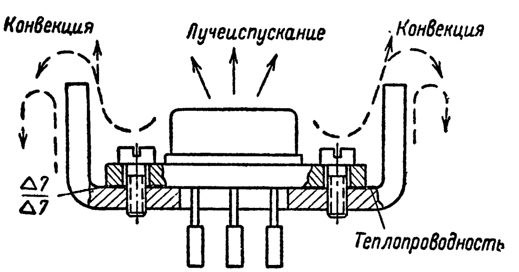


Рис. 22-14. Тепловые потоки мощного транзистора с радиатором.

при этом может осуществляться тремя одновременно действующими путями: теплопроводностью, конвекцией и излучением.

При разработке конструкций необходимо придерживаться следующих рекомендаций. Все сильногреющиеся детали (мощные полупроводниковые приборы и т. п.) должны быть укреплены на специальных теплоотводящих конструкциях (радиаторах) с минимальными тепловыми сопротивлениями от наиболее нагретых участков деталей. Пример такой конструкции показан на рис. 22-14. Зачерненный корпус транзистора способствует улучшению отдачи тепла излучением, крылья радиатора — конвекцией, а хороший тепловой контакт между плоскостью корпуса транзистора и радиатором — теплопроводностью. Улучшения теплового контакта можно достичь шлифовкой плоскости радиатора (по 7-му классу точности) и введением в зазор (на рисунке показан зачерненным) небольшого количества невысыхающего масла (например, тунгового).

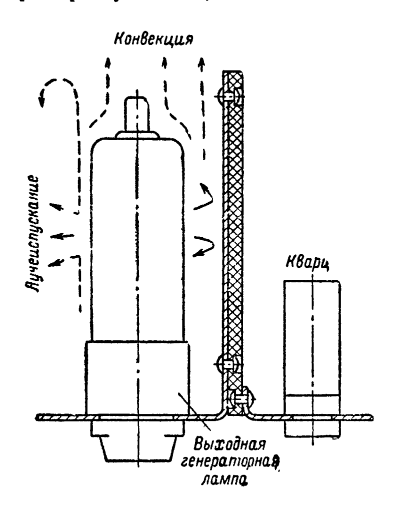


Рис. 22-15. Применение теплового экрана между отсеками передатчика с выходной генераторной лампой и кварцем.

Если приходится располагать рядом сильногреющийся и термочувствительный элементы, например лампу выходного каскада передатчика и кварц задающего генератора, то надо применить тепловые экраны, как показано на рис. 22-15. Полированная поверхность экрана со стороны лампы обладает хорошей отражательной способностью, препятствуя лучистым потокам тепла про-

никнуть в отсек, где расположен кварц. Сплошная поверхность (без отверстий) отделяет конвективные тепловые потоки лампы от кварца. Дополнительный диэлектрический экран специальной конструкции с плохой теплопроводностью не пропускает тепловые потоки к шасси, на котором установлен кварц.

Для уменьшения размеров радиаторов их можно выполнять с несколькими ребрами (рис. 22-16). Зазор между отдельными ребрами при этом должен быть не менее 4—5 *мм* при высоте крыльев около 20 *мм*. Плоскости касания частей радиатора должны иметь малое тепловое сопротивление (хороший тепловой контакт). Для этого в составном радиаторе необходимо тщательно припаять его ребра.

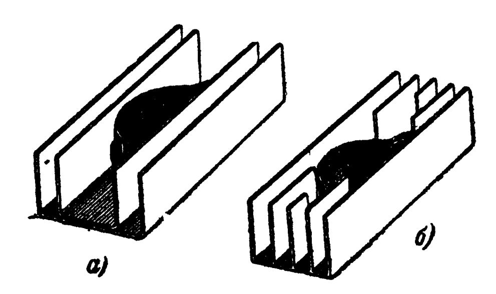


Рис. 22-16. Увеличение поверхности охлаждения радиаторов при составном (*а*) и фрезерованном (*б*) радиаторе.

При изменении температуры окружающей среды и температуры внутри аппарата могут измениться посадочные и установочные зазоры, а это вызовет либо изменение взаимного положения деталей, либо даже их поломку (если сопрягаются детали с резко различными температурными коэффициентами расширения). Одновременное воздействие изменения температуры при тряске и ударах аппарата усилит эти явления.

В прямой зависимости от температуры находятся физические свойства материалов (проводимость металлов, удельное объемное сопротивление диэлектриков и их диэлектрическая проницаемость и потери). Изменения свойств материалов вызывают изменения параметров деталей и узлов (конденсаторов, резисторов, катушек индуктивности, полупроводниковых и электровакуумных приборов), а значит, и всего аппарата в целом (его чувствительность, избирательность, выходную мощность и т. п.).

Портативный радиоприемник на транзисторах, предназначенный для работы в южных районах, где он может подвергаться значительной солнечной радиации, надо помещать в футляр из белой или очень светлой пластмассы. Футляры из пластмассы темных тонов (или темной краски) могут вызвать нарушение нормальной работы приемника из-за его перегрева. Это особенно опасно для приемников с простыми схемами, в которых отсутствует термостабилизация.

Влажность. При нормальных условиях все тела покрыты пленкой воды толщиной 0,001—0,01 *мк*. Из-за незначительной вязкости воды и малых размеров ее молекул (2,7Å) она проникает даже в поры и щели между молекулами различных изоляционных материалов, в которых величина межмолекулярных зазоров доходит до десятков и сотен ангстрем. При совместном действии частиц воды и изменении температуры происходит интенсивное проникновение влаги в поры изолятора и нарушение его нормальной структуры. При этом уменьшается величина поверхностного и объемного сопротивления, растут потери и падает механическая прочность диэлектрика. Это ухудшает параметры резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности, трансформаторов и других элементов схемы аппарата, что вызывает нарушение нормальной работы устройства в целом.

Если аппарат работает в тяжелых климатических условиях, то наилучшим способом его защиты от воздействия повышенной влажности и других нежелательных воздействий окружающей среды будет герметизация (помещение всего аппарата или наиболее важных его частей в металлический корпус, все швы которого должны быть хорошо пропаяны). Для конструкций небольших размеров можно использовать корпус от старого бумажного конденсатора типа КБГ. Выводы соединительных проводников в этом случае пропускаются через специальные проходные изоляторы. Несколько вариантов элементов такой конструкции показаны на рис. 22-17.

В этом случае, если конструкция должна быть разборной (для смены ламп, полупроводниковых приборов или других элементов), следует использовать уплотнение из резины. Уплотнительное кольцо должно быть сплошным (целым или надежно склеенным); оно помещается в паз примерно на две трети своей высоты. Такое уплотнение создает достаточно надежную защиту от повышенной влажности окружающей среды при кратковременных ее воздействиях. Используя тонкую высококачественную резину, можно надежно защитить аппараты, работающие даже в воде. Различные примеры элементов таких конструкций показаны на рис. 22-18.

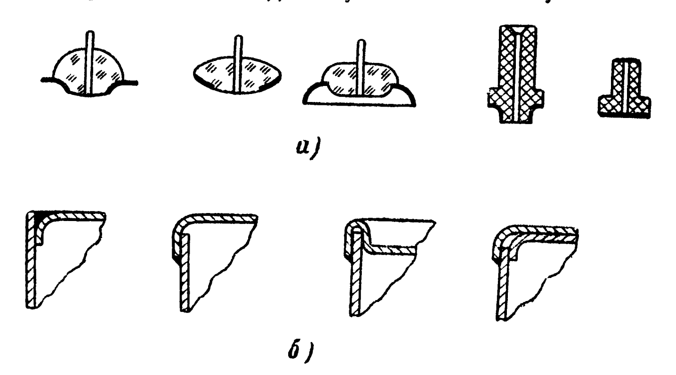


Рис. 22-17. Проходные стеклянные и фарфоровые изоляторы (*а*) и эскизы герметичных паяных швов кожухов из листового материала (*б*).

Узлы аппаратуры, выполненной из слоистых пластиков (гетинакса или текстолита), можно предохранить от воздействия влаги, покрыв монтажные платы и, главное, их торцы электроизоляционным лаком (типа МГМ-16 или СБ-1с). Этим лаком можно покрывать не только платы, но и вообще весь узел или блок в собранном с деталями виде. Если аппарат работает только в комнатных условиях или имеет корпус с достаточно надежной защитой от кратковременных воздействий климатических факторов, то пропитки или покрытия монтажных плат защитными лаками можно не применять. Однако монтажные платы из пенопласта должны быть обязательно покрыты электроизоляционным лаком даже при работе аппарата в комнатных условиях.

Для особо влагостойких конструкций следует применять материалы с гидрофобными свойствами (свойства-

ми водоотталкивания) типа фторопласта-4, а также полиэтилена и полистирола, которые обладают высокой степенью влагостойкости и хорошими электроизоляционными характеристиками без дополнительной пропитки или нанесения защитных лаковых пленок. Растворы полиэтилена или полистирола являются высококачественными электроизоляционными лаками, сушка которых происходит в нормальных комнатных условиях.

Основным видом конструктивных металлических материалов в конструкторской практике служат различные алюминиевые сплавы, латунь и сталь. Слой окисла на поверхности алюминия и его сплавов создает надежную защиту от коррозии. Используя алюминий и его сплавы, надо помнить, однако, о том, что в паре с медью и ее сплавами процесс коррозии значительно ускоряется из-за большой разности электрохимических потенциалов (алю-

двукратный запас по пробивному напряжению и тепловой плотности Изменение диэлектрической проницаемости настолько незначительно, что им можно пренебречь даже для более строгих расчетов, чем радиолюбительские.

Влияние условий пустынь, тропиков и моря. Аппараты, работающие в условиях пустынь, подвергаются сильному воздействию пыли, песка и солнечной радиации. Попадая между токопроводящими деталями и увлажняясь, пыль снижает электрическую изоляцию, что вызывает уменьшение сопротивлений между различными точками схемы и появление паразитных связей. При

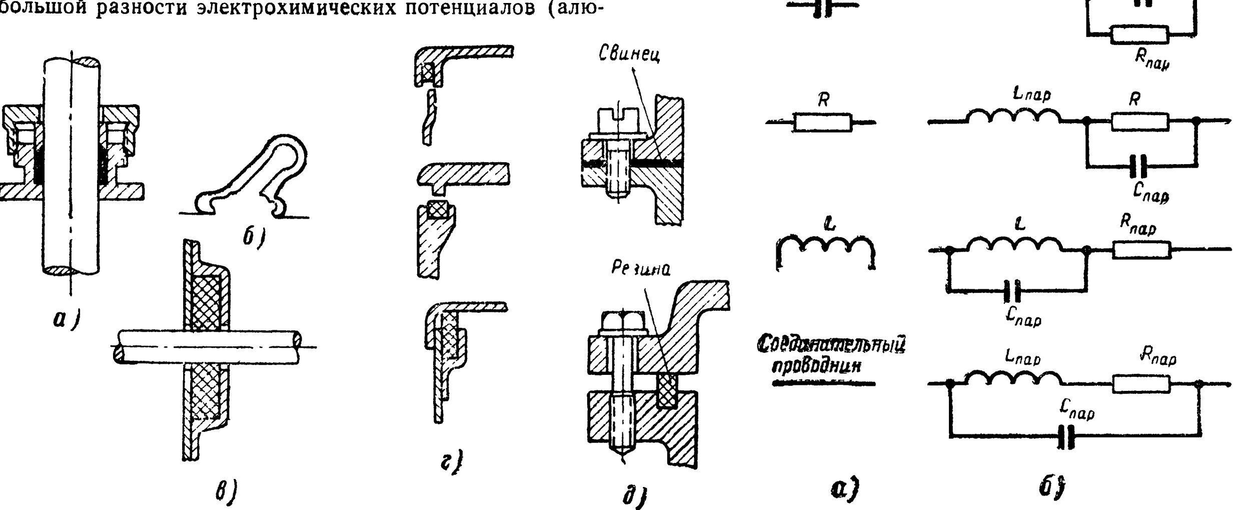


Рис. 22-18. Различные варианты уплотнений.

а — для кабеля; *б* — рукоятки тумблера; *в* — вращающегося валика; *г* — тонкостенного кожуха с накидными замками, *д* — литого корпуса.

Рис. 22-19. Условные изображения конденсатора, резистора, катушки индуктивности и соединительного проводника (*а*) и возможные варианты полных схем (*б*).

миний —1,3 *в*, медь +0,34 *в*). Если шасси из алюминиевого сплава склепать медными заклепками, то даже в комнатных условиях оно через несколько месяцев разрушится в месте клепки. При использовании луженой жести надо предусмотреть защиту ее кромок (места разреза) от коррозии припоем или лаком. Коррозия латуни в комнатных условиях незначительна. Применение стали, меди и их сплавов без дополнительных защитных покрытий нежелательно даже в комнатных условиях.

В любительских условиях самым доступным способом защиты аппарата надо считать окраску шасси и кожухов покровными лаками и эмалями. Очень хорошие результаты дает применение автомобильных нитроэмалей, наносимых с помощью распылителя пылесоса. Для получения высококачественного покрытия защищаемую поверхность сначала надо очистить от окислов, грязи и пыли, нанести на нее слой соответствующего грунта, выровнять шпаклевкой неровности поверхности и только после этого нанести не менее трех слоев лака или эмали.

Давление воздуха. Для радиолюбительской аппаратуры, редко работающей на высотах более 4 000 *м* (приемники и радиостанции для альпинистов), обычно можно не учитывать изменения плотности воздуха и его параметров (диэлектрической проницаемости, электрической прочности и теплофизических характеристик), если взять

попадании в механизмы настройки пыль нарушает их нормальную работу. Интенсивная солнечная радиация может разрушить лакокрасочные покрытия и изменить физико-химические параметры некоторых материалов и деталей. При высокой температуре и влажности в условиях субтропического климата создаются благоприятные условия для роста различных плесневых образований, что способствует резкому снижению сопротивления изоляции и ухудшает механические характеристики изоляционных материалов. Некоторые виды муравьев поедают изоляцию монтажных проводов. Наличие в приморских областях воздуха, насыщенного различными солями, вызывает интенсивную коррозию металлов и разрушение диэлектриков.

22-5. ПАРАЗИТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВЯЗИ

Элементы радиоэлектронных устройств (конденсаторы, резисторы, индуктивности, соединительные проводники) изображаются на принципиальных схемах так, как показано на рис. 22-19, *а*. Здесь отражено их основное свойство. Но эти элементы содержат, кроме того, сопутствующие паразитные свойства ($L_{пар}$, $R_{пар}$ и $C_{пар}$). Поэтому при анализе работы схемы все эти элементы надо представлять себе так, как показано на

рис. 22-19 *б*. Эти паразитные свойства в большой мере определяются конструкцией элементов и их компоновкой. Пренебрежение этими факторами может нарушить нормальную работу схемы.

Рассмотрим возможные пути возникновения паразитных связей.

Индуктивные паразитные связи возникают наиболее легко между катушками индуктивности без ферромагнитных сердечников. Для уменьшения этого вида связи катушки необходимо располагать дальше одна от другой (и тем дальше, чем больше их диаметры), а их оси должны быть взаимно перпендикулярны.

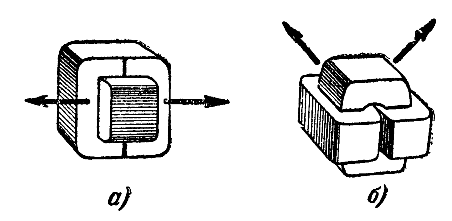


Рис. 22-20. Направление потока рассеяния для однокатушечного трансформатора или дросселя с Ш-образным сердечником (*а*), и двухкатушечного трансформатора или дросселя с О-образным сердечником (*б*) при наличии в магнитопроводе зазора.

Катушки с ферритовыми сердечниками, выполненные в виде блока с клавишным переключателем, не требуют экранов. Если применить броневые сердечники, то и в этом случае экраны часто не нужны даже при расположении катушек рядом одна с другой.

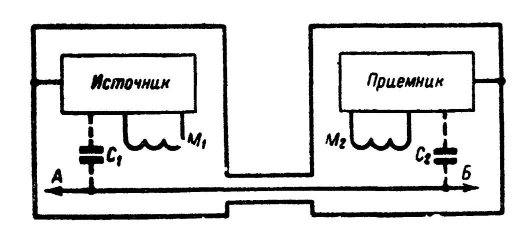


Рис. 22-21. Возможные паразитные связи емкостного (C_1 и C_2) и индуктивного (M_1 и M_2) характера при наличии нейтрального для данной схемы проводника *АБ*.

Трансформаторы или дроссели низкой частоты без воздушного зазора (например, в маломощном усилителе на транзисторах) для уменьшения взаимной связи следует устанавливать так, чтобы оси их обмоток были взаимно перпендикулярны. Если один из этих трансформаторов или дросселей имеет воздушный зазор, то направление максимального внешнего магнитного поля их будет таким, как показано на рис. 22-20. В этом случае располагать их надо так, чтобы взаимно перпендикулярными были не обмотки, а поля рассеяния.

При работе на высоких частотах или со схемами с большим усилением необходимо учитывать, что даже между двумя обычными монтажными проводниками могут возникать паразитные индуктивные связи. Например, при взаимном расположении двух проводников длиной по 100 *мм* на расстояниях 2, 10 и 30 *мм* взаимоиндуктивность их будет 0,07, 0,04 и 0,24 *мкгн*.

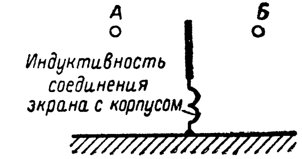


Рис. 22-22. Уменьшение действия экрана между точками *А* и *Б* при большой индуктивности соединительного проводника.

Емкостные паразитные связи могут возникать между отдельными проводниками, проводником и шасси, а также между отдельными участками схемы или ее деталями. Кроме того, емкостная паразитная связь образуется через нейтральные для данной схемы проводники, выполняющие функции связующих элементов. Это показано на рис. 22-21, где проводник *АБ* служит причиной возникновения паразитной емкостной связи между источником и приемеником.

Если индуктивность проводника, соединяющего экран с корпусом, велика, то может быть такой случай, когда введение экрана не уменьшит, а увеличит емкостные паразитные связи между точками схемы *А* и *Б* (рис. 22-22).

Несмотря на малые значения паразитных емкостей, они могут нарушать нормальную работы схемы. Например, в каскодном усилителе на транзисторах при расположении деталей, показанном на рис. 22-23, паразитная емкость $C_{пар}$ может быть порядка 0,05—0,15 *пф*, В этом случае усилитель самовозбудится.

Таблица 22-3

Сопротивление, индуктивность и емкость монтажных проводов длиной 100 *мм*

Диаметр проводника, *мм*	Сопротивление, *ом*	Индуктивность, *мкгн*
0,1	0,22	0,14
0,5	0,01	0,12
1,0	0,002	0,1

Емкость между проводником и шасси, *пф*

Диаметр проводника, *мм*	Расстояние между проводником и шасси, *мм*		
	1	10	100
0,1	1,5	0,9	0,7
0,5	2,7	1,4	0,8
1,0	4	1,6	0,9

Емкость между двумя проводниками, *пф*

Диаметр проводника, *мм*	Расстояние между проводниками, *мм*		
	2	10	50
0,1	0,75	0,5	0,04
0,5	1,4	0,75	0,05
1,0	2,0	0,9	0,06

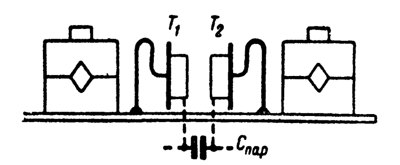


Рис. 22-23. Паразитная емкостная связь ($C_{пар}$) между корпусами двух транзисторов.

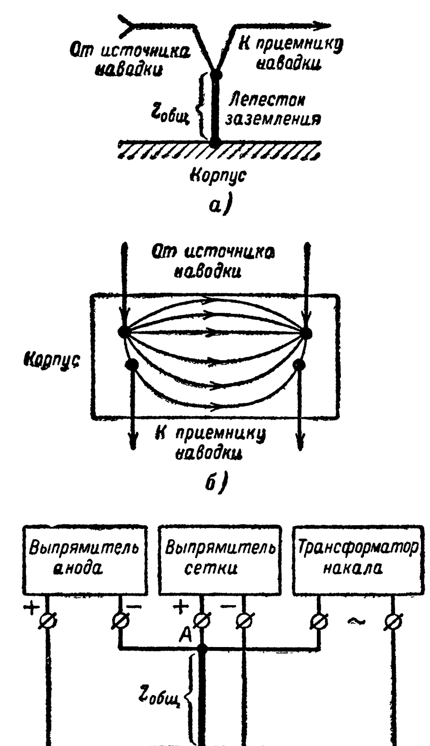


Рис. 22-24. Различные варианты паразитных омических связей из-за общего монтажного лепестка (*а*), неудачного выбора точек заземления на шасси (*б*) или наличия общего соединительного проводника *АБ* в схеме соединения различных блоков (*в*).

Связи, вызываемые монтажными проводниками, образуются из-за их собственного сопротивления, индуктивности и емкости. Значения этих величин даны в табл. 22-3. Возникновение паразитных связей емкостного и индуктивного характера из-за монтажных проводников аналогично рассмотренным выше. Паразитные связи из-за омического сопротивления проводников и и различных монтажных лепестков поясняются на рис. 22-24. Такие связи очень легко возникают, если имеется один и тот же общий участок монтажного проводника, входящего в мощную выходную цепь и одновременно во входную цепь входного каскада с высокой чувствительностью.

Борьба с паразитными индуктивными, емкостными и омическими связями ведется в первую очередь рациональным расположением (компоновкой) различных элементов схемы и обязательным макетированием конструкции. К использованию развязывающих фильтров и экранов следует прибегать только тогда, когда паразитные связи невозможно устранить той или иной компоновкой элементов устройства. Схемы развязывающих фильтров и рациональной экранировки приведены на рис. 22-25.

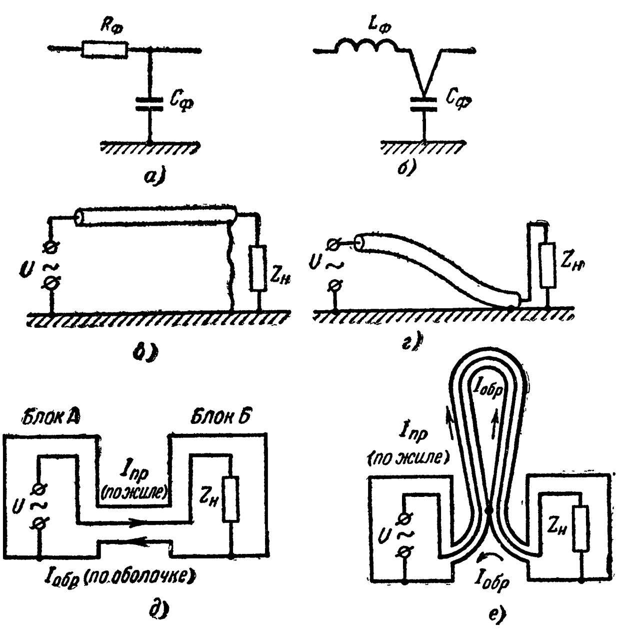


Рис. 22-25. Резистивно-емкостный фильтр $R_ф C_ф$ (*а*), индуктивно-емкостный фильтр $L_ф C_ф$ с проходным конденсатором (*б*), неправильное электрическое экранирование проводника (*в*), правильное электрическое экранирование того же проводника (*г*), правильное магнитное экранирование соединительного проводника (*д*), нарушение магнитного экранирования при замыкании части экранирующей оболочки (*е*).

22-6. РУКОЯТКИ УПРАВЛЕНИЯ, ИНДИКАТОРЫ, ШКАЛЫ

Рукоятки управления

Управление регулировками того или иного аппарата выполняется при помощи кнопок, ручек и рычагов. Форма и размеры этих деталей аппарата выбираются в соответствии с передаваемыми усилиями, точностью регулировок и физиологическими особенностями строения руки человека.

Кнопки чаще всего бывают круглой или квадратной формы. Размер головки должен быть таким, чтобы на ней свободно уместилась подушечка пальца. Для кратковременного включения измерительных приборов

применяют кнопки диаметром до 5 *мм*. Кнопки (клавиши) для переключателей диапазонов берут шириной 15—20 и длиной до 30 *мм*. Примеры выполнения головок некоторых кнопок показаны на рис. 22-26.

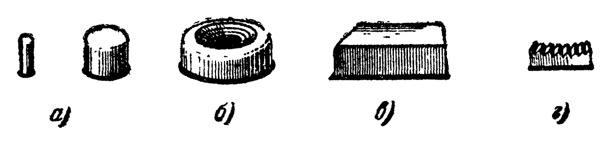


Рис. 22-26. Головки кнопок.

а — для измерительных приборов; *б* — для пусковых устройств; *в*—для пультов управления магнитофонов и переключателей диапазонов; *г* — для переключателей с поступательным движением головки.

Ручки выполняются двух видов: продолговатые и круглые (рис. 22-27). Минимальный диаметр ручки при захвате ее двумя пальцами должен быть 8—10 *мм*.

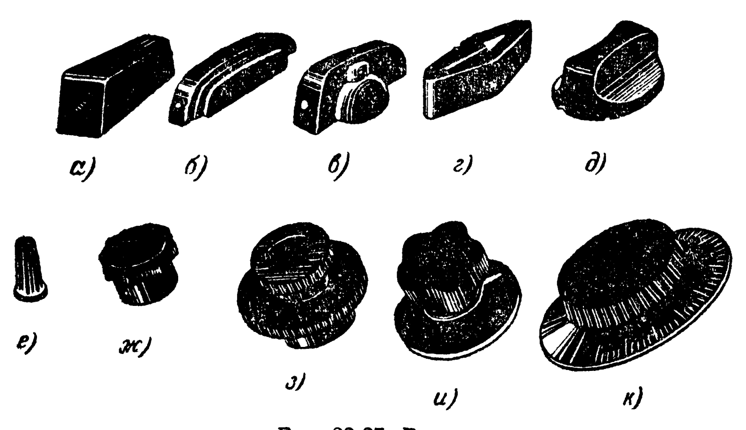


Рис. 22-27. Ручки.

а — трапециевидная; *б* — слоевая; *в* — «клювик»; *г* — ромбическая; *д* — сплюснутая; *е* — круглая для подстроечного элемента; *ж* — с фиксацией положения, *з* — сдвоенная для двух регулировок (например, верхняя ручка — малая для регулировки громкости, а нижняя — большая для настройки или для поворота магнитной антенны); *и* — для переключателя с указателем положения; *к* — ручка с шкалой (лимб).

Для более четкого фиксирования положения ручки ее диаметр лучше увеличить до 15—20 *мм*. Ручки для переключателей имеют диаметр около 30—40 *мм*. Если требуется точная установка или большой переключающий момент, то применяют ручки диаметром до 50—70 *мм*.

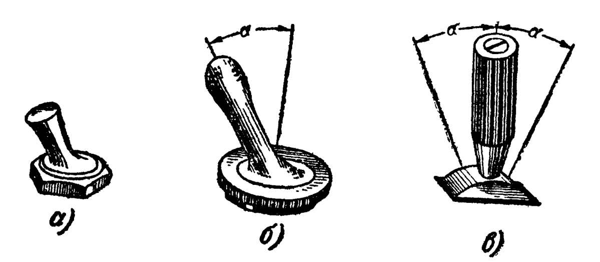


Рис. 22-28. Рукоятки рычажных переключателей.

а — маломощного тумблера; *б* — мощного тумблера; *в* — телефонного переключателя на три положения (угол α должен быть около 30°).

Для малогабаритных приемников и усилителей используются небольшие ручки с накаткой, позволяющей поворачивать их движением одного пальца. Если точность установки рукоятки необязательна, то применяют ручки небольшого диаметра и сравнительно большой высоты. Для органов настройки, где требуется точность установки и плавность передвижения (поворот конденсатора, вариометра и т. п.), а также для переключателей каналов или диапазонов нужны ручки большого диаметра (до 40—80 *мм*). Для облегчения захвата таких ручек на их образующей делают специальные углубления (захваты) для пальцев. Накатка или рифление поверхности круглой ручки должна быть достаточно крупной, чтобы рука имела хорошее сцепление с ее поверхностью. На ручке не должно быть острых углублений и краев, затрудняющих управление и собирающих грязь. Для рукояток с лимбами соотношение размеров должно быть таким, чтобы деления на поверхности лимба не загораживались рукой оператора.

Рычаги в качестве рукояток управления применяются в различного рода переключателях. В радиолюбительской практике приходится иметь дело с рычажными переключателями типа «тумблер», переключателями телефонного типа и самодельными переключателями. Рычаги таких переключателей должны иметь четкую фиксацию рабочих положений, особенно для конструкций, где их число превышает три. Рабочий угол таких рычажных переключателей не должен быть меньше 30°, так как при меньших углах затрудняется процесс переключения (теряется ощущение самого переключения) и требуются бо́льшие усилия для него. Примеры выполнения рукояток рычажных переключателей показаны на рис. 22-28.

Индикаторные устройства

Контроль работы того или иного аппарата ведется по различным индикаторным устройствам, показания которых воспринимаются органами чувств человека. Наибольшее количество таких устройств рассчитано на передачу информации человеку посредством восприятия ее органами зрения. Эти устройства называются визуальными индикаторами.

В радиолюбительской практике визуальные индикаторы применяются в виде различных светофоров и светопланов. В качестве светофоров (рис. 22-29) используются малогабаритные лампочки с колпачками из стекла или пластмассы. Рекомендуются следующие цвета колпачков: красный (для сигнала об аварийном состоянии аппарата), зеленый (нормальное состояние аппарата), желтый (знак внимания или выполнения каких-либо операций) и белый (прочие вспомогательные сигналы). Синий цвет применять не рекомендуется, так как он требует очень ярких ламп и плохо различается.

Эффективность светофоров повышается при мерцании индикаторной лампочки с частотой 3—10 *гц* и длительности свечения около 0,05 *сек*. Обрамление светофоров должно быть простым, без бросающихся в глаза элементов. Форма линз или стекол может быть круглой или квадратной с непрозрачной окраской (чтобы не

было видно нити лампочки и чтобы не формировался узкий, слепящий оператора луч).

В качестве светопланов применяют различного типа электронно-лучевые трубки Для осциллографов часто используют защитное стекло зеленого цвета с нанесенной на нем координатной сеткой. Для получения наибольшего контраста изображения на экране осциллографа полезно применить поляризационный фильтр специальной конструкции.

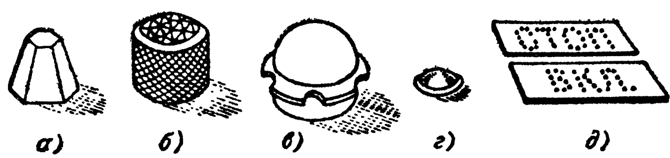


Рис. 22-29. Виды светофоров.

а — с многогранным пластмассовым колпачком; *б* — со стеклянной граненой линзой в металлической оправе; *в* — с закругленным пластмассовым колпачком и пояском для удобства ввертывания; *г* — гладкая молочная линза телефонного типа; *д* — прямоугольные табло с подписями или без них.

Обрамление всех видов светопланов надо выполнять так, чтобы на переднюю панель выходила только та часть светоплана, на которой проектируются какие-то сигналы. Ширина рамки обрамления может достигать 20% от ширины экрана. Примеры различных конструкций светопланов показаны на рис. 22-30.

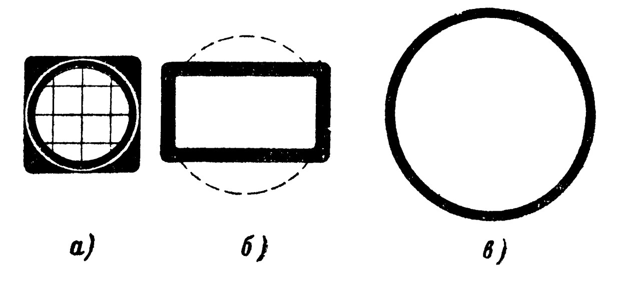


Рис. 22-30. Примеры оформления светопланов.

а — для малогабаритной осциллографической трубки; *б*—светоплан с неполностью используемой поверхностью экрана; *в* — обрамление осциллографической трубки большого диаметра.

Шкалы

Шкала любого аппарата или прибора должна быть по возможности простой, четкой и точной. Кроме того, она, как часть внешнего оформления аппарата, должна гармонировать с ним. В радиовещательном приемнике, например, шкала его настройки должна не только точно указывать частоту или длину волны принятой станции, но и быть хорошо оформленной.

Со шкалой настройки приемника часто совмещают световой индикатор, а также указатели положения магнитной антенны, регуляторов громкости и тембра. Оформление таких сложных шкал должно быть, конечно, хорошо продумано.

Для шкал измерительных приборов необходимо соблюдать следующие требования по нанесению рисок, цифр и надписей. Длину малых рисок выбирают от 3 до 10, средних от 5 до 15 и больших от 7 до 25 *мм*. Цифры и буквы должны иметь простую и удобную для прочтения форму. Соотношение между высотой и шириной букв и цифр выбирают от 1 : 1 до 3 : 1. При этом цифровые прогрессии должны быть вида 1, 2, 3, 4, 5 или 5, 10, 15, 20 или 10, 20, 30, 40 и т. д. (прогрессии вида 2, 4, 6, 8 или 3, 6, 9, 12 и т. п. неудобны при снятии показаний шкал).

Форму и размеры указателей выбирают такими, чтобы они гармонировали со шкалой и не закрывали знаков. Расположение знаков на шкалах должно быть вертикальным. Примеры выполнения различных шкал показаны на рис. 22-31.

22-7. КОМПОНОВКА, КОНСТРУКЦИЯ И ВНЕШНЕЕ ОФОРМЛЕНИЕ

Та или иная компоновка элементов принципиальной схемы аппарата определяется не только его функциональными связями, но и требованиями внешнего оформления и удобствами его эксплуатации. Рассмотрим для примера компоновку нескольких радиолюбительских приемников.

Первый приемник (рис. 22-32), собранный на четырех транзисторах, имеет небольшое число деталей. Он предназначен для работы в вертикальном положении в руке. Соответственно этому требованию расположены магнитная антенна *МА*, каскады приемника и органы его управления. Ручки настройки и громкости, находящиеся одна под другой, позволяют настраиваться на станции и регулировать громкость большим пальцем правой руки. С регулятором громкости совмещен выключатель питания. Рядом с конденсатором настройки и магнитной антенной находится преобразовательный каскад на транзисторе T_1, ниже его каскад усиления промежуточной частоты на транзисторе T_2 и детектор *Д*, а рядом с ними и регулятором громкости помещены два каскада усиления низкой частоты на транзисторах T_3 и T_4. Компоновка каскадов выполнена так, чтобы детали разных каскадов и сами каскады не создавали заметных паразитных связей.

Конструктивно приемник выполнен в виде отдельных трех узлов и батареи «Крона». Основным узлом служит плата, на которой смонтированы все детали. Плата сделана из нетолстого (1,5—2 *мм*) гетинакса. В качестве монтажных точек применены заклепки. Вторым узлом приемника является крышка с громкоговорителем и окном шкалы. Нижняя часть футляра приемника замками соединяется с верхней и имеет проволочную ручку. Обе части корпуса выполнены из окрашенного органического стекла. Батарея «Крона» вкладывается в вырез монтажной платы.

Иная конструкция у приемника, показанного на рис. 22-33. Этот приемник предназначен для работы в горизонтальном положении и носится на боку с помощью специального ремешка. Он собран на восьми транзисторах. Большее, чем у первого приемника, число деталей и значительная толщина конденсатора настройки *С* и громкоговорителя *Гр* (около 40 *мм*) заставили применить несколько иные принципы компоновки. Все детали и громкоговоритель смонтированы на общей плате толщиной около 1,5 *мм*. Блок конденсаторов настройки с воздушным диэлектриком и верньером помещен в правом нижнем углу. Рядом с ним расположена магнитная антенна. За блоком конденсаторов находится гетеродин, а ниже его смеситель. Каскады усиления промежуточной частоты размещены вокруг магнитопровода громкоговорителя. Заземленный корпус последнего использует-

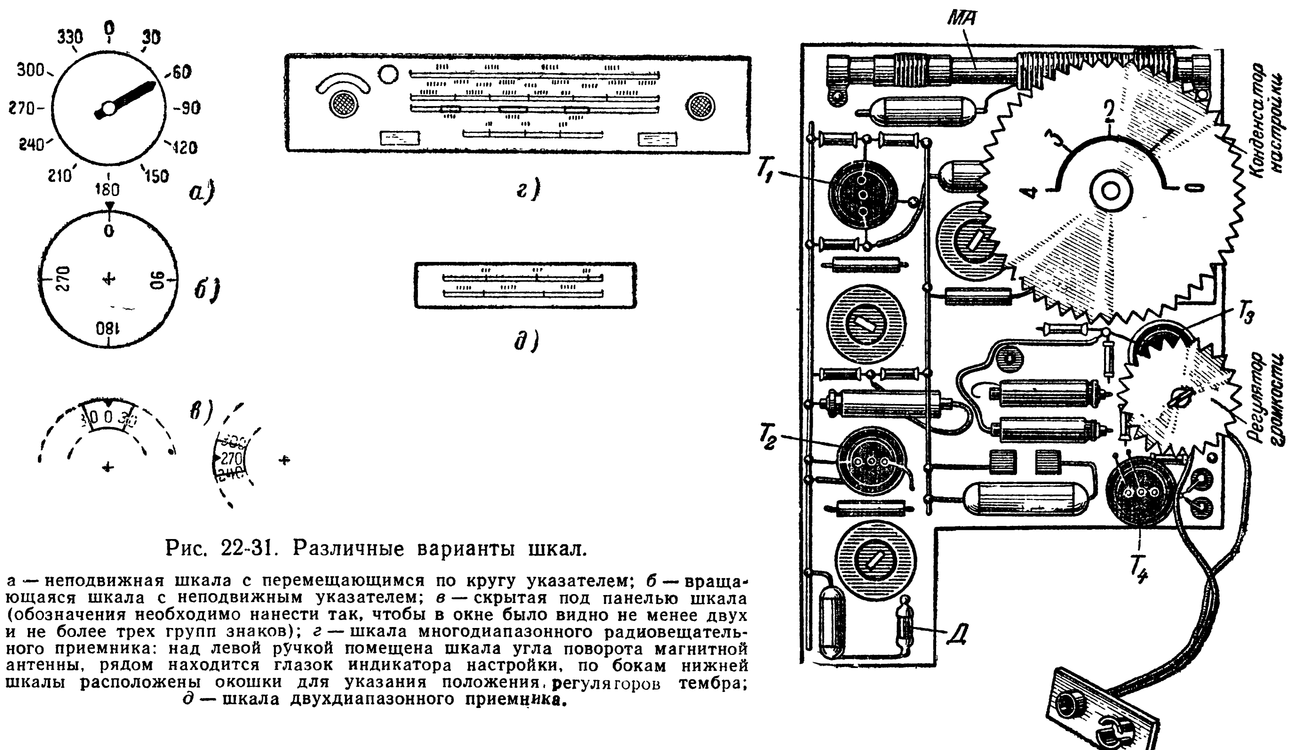
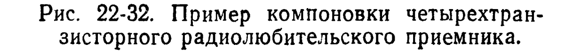


Рис. 22-31. Различные варианты шкал.

а — неподвижная шкала с перемещающимся по кругу указателем; *б* — вращающаяся шкала с неподвижным указателем; *в* — скрытая под панелью шкала (обозначения необходимо нанести так, чтобы в окне было видно не менее двух и не более трех групп знаков); *г* — шкала многодиапазонного радиовещательного приемника: над левой ручкой помещена шкала угла поворота магнитной антенны, рядом находится глазок индикатора настройки, по бокам нижней шкалы расположены окошки для указания положения регуляторов тембра; *д* — шкала двухдиапазонного приемника.


Рис. 22-32. Пример компоновки четырехтранзисторного радиолюбительского приемника.

ся в качестве дополнительного экрана. Резисторы и конденсаторы этих каскадов расположены не горизонтально, а вертикально, что позволяет лучше, чем в первом приемнике, использовать объем устройства. Усилитель низкой частоты выполнен в виде двухэтажной конструкции. На плате *УНЧ* (она укреплена на трех стойках) смонтированы все его резисторы и конденсаторы. Под ней располагаются трансформаторы и транзисторы двухтактного оконечного каскада. Регулятор громкости с выключателем питания расположен рядом с усилителем, а его рукоятка находится на одном уровне с рукояткой настройки. Четыре гальванических элемента ФБС-0,25 вкладываются в специальный карман. Компоновка узлов этого приемника выполнена так, чтобы избежать близкого расположения каскадов с разными уровнями одного и того же сигнала (например, каскадов промежуточной частоты).

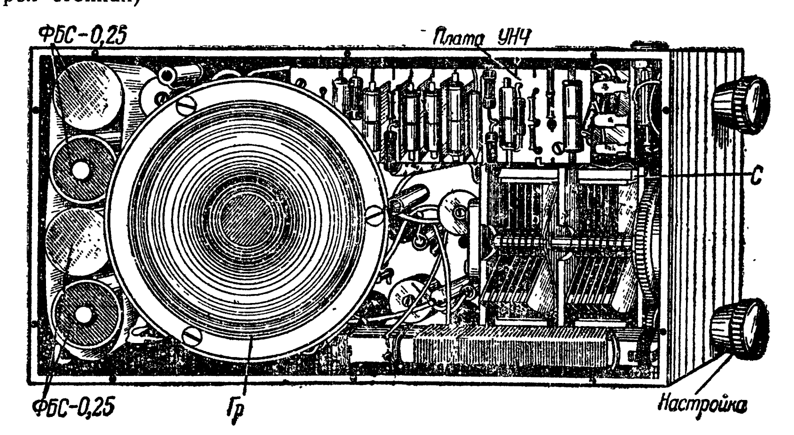
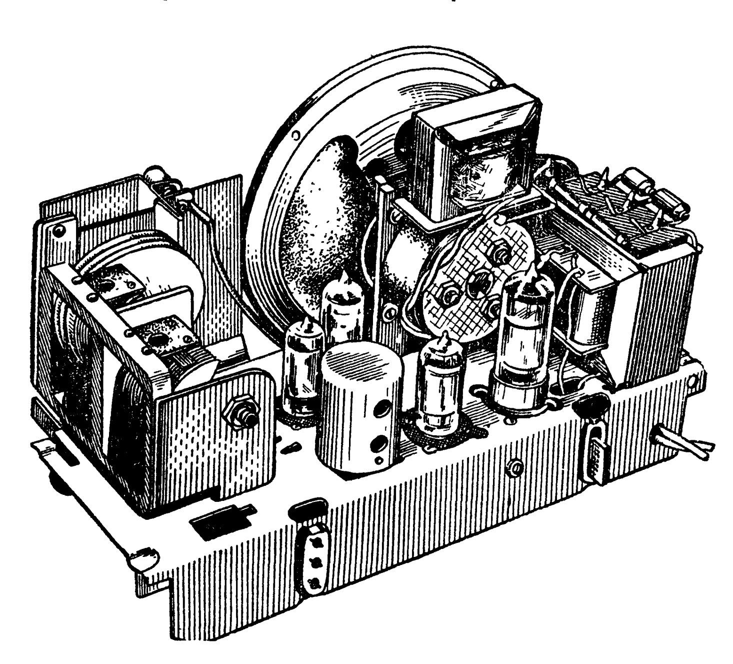


Рис. 22-33. Пример компоновки восьмитранзисторного радиолюбительского приемника.

По иному расположены детали в ламповом приемнике (рис. 22-34). Шасси приемника выполнено не в виде легкой изоляционной платы, как в транзисторных приемниках, а в виде П-образного тяжелого и прочного металлического устройства. В левой части приемника расположен блок конденсаторов настройки с верньерным механизмом и шкалой. Между громкоговорителем и блоком конденсаторов помещена лампа преобразовательного каскада. Контуры преобразователя объединены в общий узел с переключателем диапазонов и находятся в поддоне шасси. Далее располагается каскад усиления промежуточной частоты с экранированным контуром и двухкаскадный усилитель низкой частоты. Трансформатор питания с выпрямительными диодами помещен в правой части шасси. Выходной трансформатор укреплен непосредственно на громкоговорителе. Это позволяет сократить до минимума длину соединительных проводников от звуковой катушки и более рационально использовать объем футляра.

Внешнее оформление аппарата выбирается, обычно, в соответствии с интерьером помещения. На рис. 22-35 показаны варианты внешнего оформления современных телевизоров. Они выполнены, как правило, в светлых футлярах, простой формы с тщательно подобранной расцветкой и соответствием в расцветке и форме ручек управления и различных накладных декоративных пане-



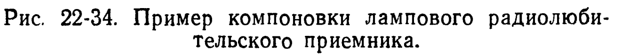


Рис. 22-34. Пример компоновки лампового радиолюбительского приемника.

лей для громкоговорителей. Футляры имеют сравнительно небольшую глубину, а выступающая сзади часть телевизора с кинескопом выполняется в виде конусной металлической или пластмассовой детали, зрительно сокращающей глубину телевизора.

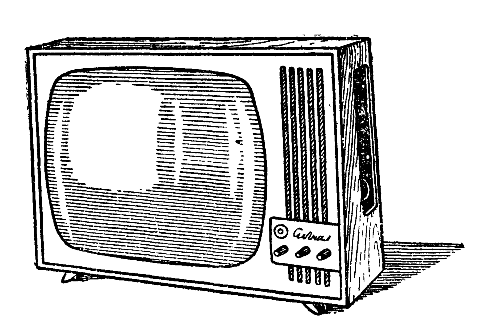
Своеобразная конструкция телевизора показана внизу на рис. 22-35. Небольшой козырек над экраном улучшает видимость изображения. Для улучшения условий наблюдения из любой части комнаты телевизор выполнен поворотным на своем основании.

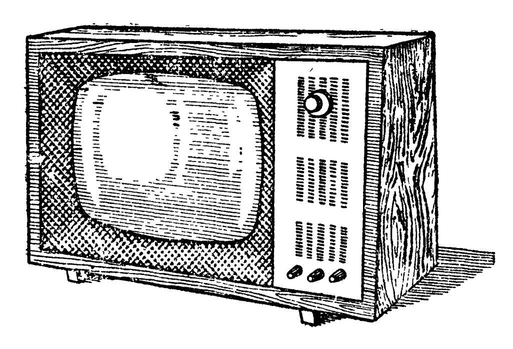
Для приемников и радиол в настольном и консольном оформлении, как и для телевизоров, характерно применение простых форм и тщательно продуманное расположение элементов внешнего оформления и органов управления (рис. 22-36).

Оригинальны по своему внешнему оформлению современные трансляционные громкоговорители, показанные на рис. 22-37.

С внешним оформлением этих устройств прекрасно гармонирует любительский транзисторный осциллограф, внешний вид которого и компоновка его основных элементов показаны на рис. 22-38. Продуманная конструкция шасси позволила обойтись минимумом дополнительных экранов. Нестандартное расположение регулировок и способ их выполнения (не вращение, а катание ручки, как в малогабаритных приемниках) позволило значительно упростить монтаж, так как при этом не было необходимости выносить все регулировки на переднюю панель.

На рис. 22-39 показаны внешний вид и компоновка любительского малогабаритного магнитофона. Предварительный и оконечный усилители собраны на отдель-





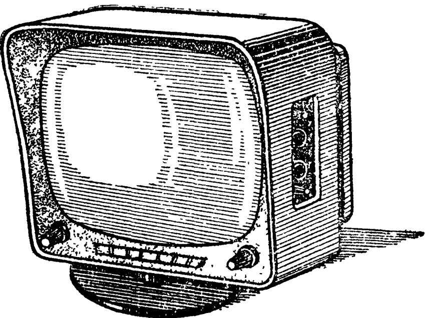
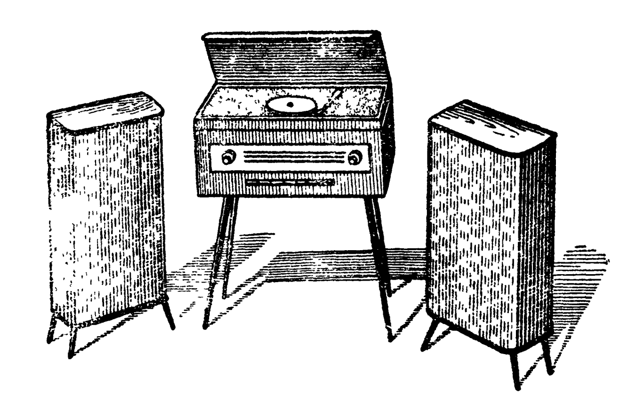


Рис. 22-35. Примеры внешнего оформления телевизоров.

ных платах, укрепляемых на панели магнитофона снизу. Там же укрепляются электродвигатель и громкоговоритель. Наличие промежуточной панели позволяет не только более удачно скомпоновать детали лентопротяжного механизма, но и использовать промежуточную и основную платы в качестве экранов для предварительного усилителя.

На рис. 22-40 показано расположение деталей портативного УКВ передатчика на стержневой лампе. Все его элементы скомпонованы в три группы. В его нижней



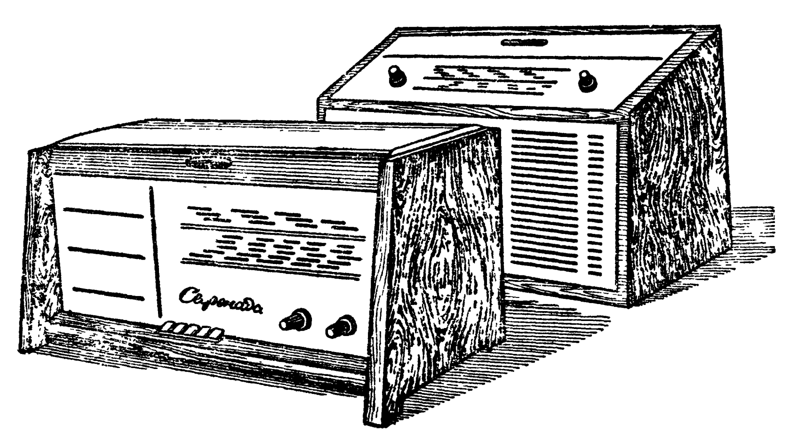


Рис. 22-36. Примеры внешнего оформления консольной радиолы с выносными акустическими агрегатами и настольных радиоприемников.

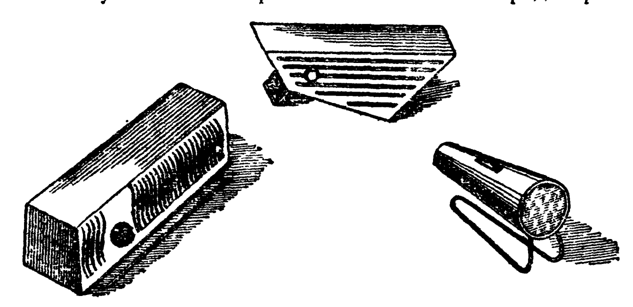
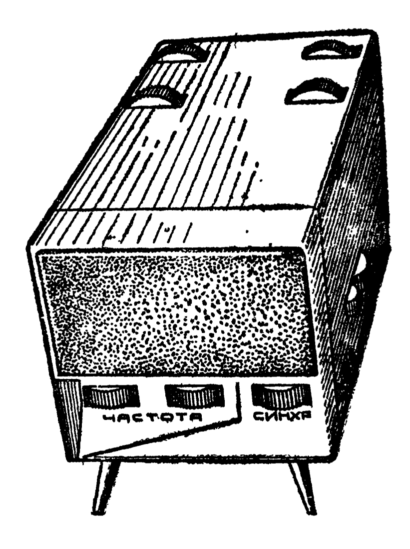


Рис. 22-37. Внешнее оформление трансляционных громкоговорителей.



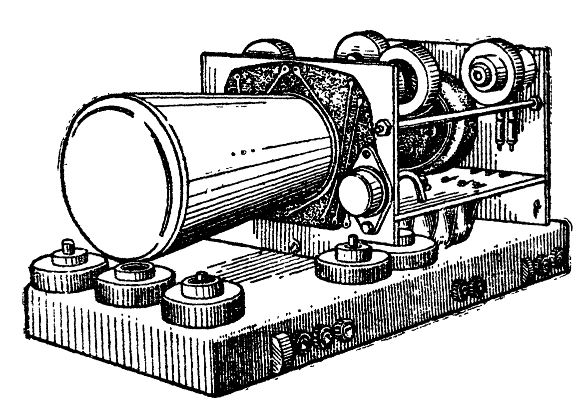


Рис. 22-38. Внешнее оформление и компоновка радиолюбительского осциллографа.

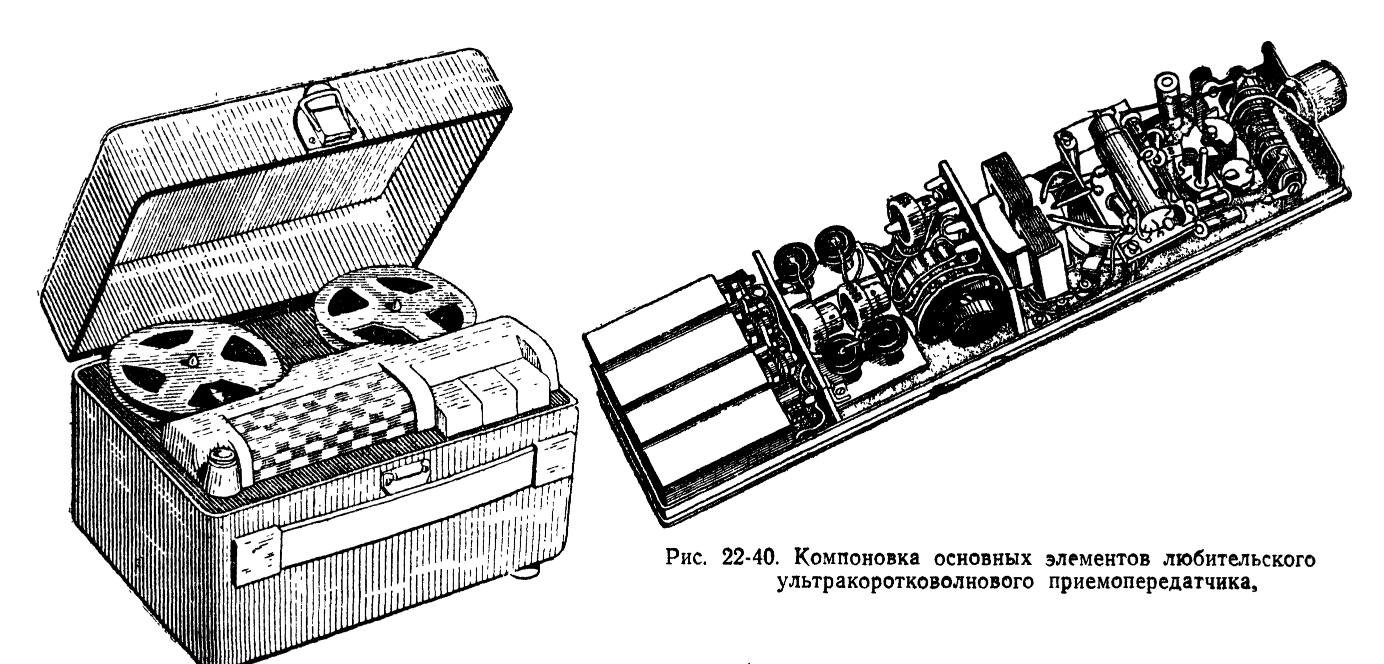


Рис. 22-40. Компоновка основных элементов любительского ультракоротковолнового приемопередатчика.

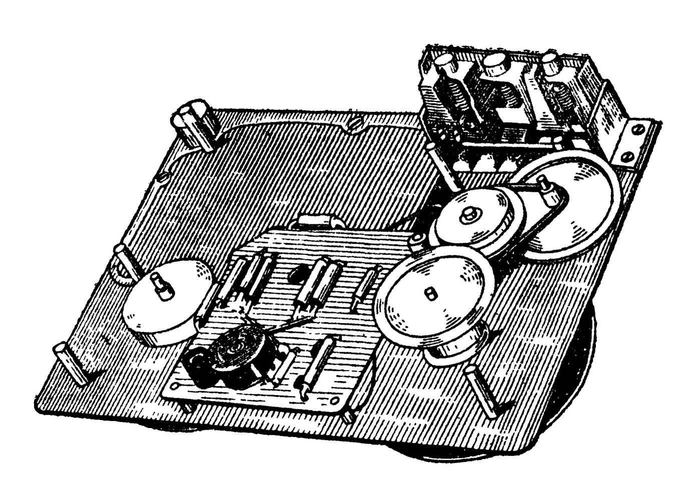


Рис. 22-39. Внешнее оформление и компоновка малогабаритного любительского магнитофона.

части помещены аккумуляторы. За ними между двумя металлическими перегородками расположены детали преобразователя постоянного напряжения для питания анодных цепей передатчика. В верхней части скомпонованы микрофон и микрофонный трансформатор, стержневая лампа, колебательный контур и другие детали. Там же в корпусе укреплена фишка для антенны. Передатчик заключен в алюминиевый кожух, размеры которого позволяют держать его в одной руке.

22-8. ВИДЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО МОНТАЖА



Тот или иной вид электромонтажных соединений зависит от конструкции выводов и креплений деталей к шасси или монтажной плате. Если детали аппарата имеют автономное крепление к шасси и достаточной длины выводные проводники, то пайка соединений может выполняться только на лепестках контактов различных разъемов, ламповых панелек или других контактных соединений сменных деталей. Пример такого монтажа показан на рис. 22-41. В этом случае небольшие по размерам детали (резисторы, конденсаторы, дроссели) располагаются на выводах вместе с соединительными проводниками.

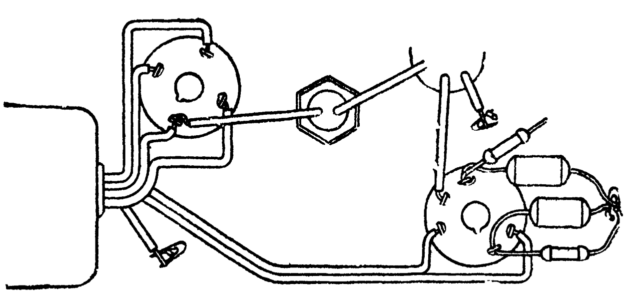


Рис. 22-41. Выполнение электрического монтажа при помощи только выводных проводников деталей.

Такой вид монтажа, однако, можно применять только для какого-то одного определенного варианта расположения деталей. При других вариантах размещения большого количества деталей не всегда целесообразно использовать для монтажа их длинные выводы. Поэтому стали применять дополнительные монтажные проводники для промежуточных соединений и вводить монтажные

опорные точки в виде одного, двух или многих лепестков на стойках различной конструкции (рис. 22-42).

Дальнейшее усложнение радиоэлектронной аппаратуры и увеличение количества резисторов, конденсаторов и других деталей в одном каскаде потребовало значительного увеличения числа монтажных точек и точек крепления для них. Для таких устройств, поэтому, стали применять монтажные платы (рис. 22-43).

Монтажная плата представляет собой пластинку изоляционного материала, на которой укреплены специальные контактные лепестки или шпильки. Для плат из листового материала (гетинакс, текстолит, органическое стекло и др.) применяют лепестки, закрепляемые заклепками или специальными трубками, составляющими с лепестками одно целое. Монтажные платы промышленного изготовления часто выполняют из пластмасс с запрессованными в них лепестками. Платы, показанные на рис. 22-44, *а*, обычно используются для устройств с электровакуумными приборами, в которых применяются детали сравнительно больших размеров. Для маломощных устройств с малогабаритными деталями и транзисторами в любительской практике широкое применение нашли монтажные платы с пистонами (рис. 22-44, *б*) и шпильками (рис. 22-44, *в*).

Для отработки макетов весьма удобны перфорированные платы (рис. 22-45), на которых детали закрепляются путем изгибания их выводов в двух соседних отверстиях. Такие платы в любительской практике находят применение не только для макетов, но и для полностью отработанных конструкций различных устройств.

Применение для монтажа плоских монтажных плат и выполнение монтажных соединений без перекрещивания проводников позволяют в любительских условиях создавать конструкции с плоскими соединительными проводниками, аналогичные промышленным печатным схемам. Для соединения деталей в таких конструкциях можно использовать не только медную или латунную фольгу, но и обрезки жести от консервных банок.

Плоские соединительные проводники можно прикрепить (приклепать) к плате пистонами или напаять их на шпильки. Можно также на соединительных проводниках сделать специальные хвостики и загнуть их в отверстиях монтажной платы. В этом случае при пайке выводов деталей дополнительно закрепляются пайкой и плоские проводники. Можно, наконец, плоские соединительные проводники просто приклеить к плате клеем БФ-2 или БФ-4. Пайка выводов деталей при этом производится в отверстиях плоских проводников. Для этого нужно хорошо зачистить места пайки от клея и окислов, чтобы в процессе монтажа плоский приклеенный проводник не оторвался от платы. Различные примеры выполнения таких конструкций монтажа показаны на рис. 22-46.

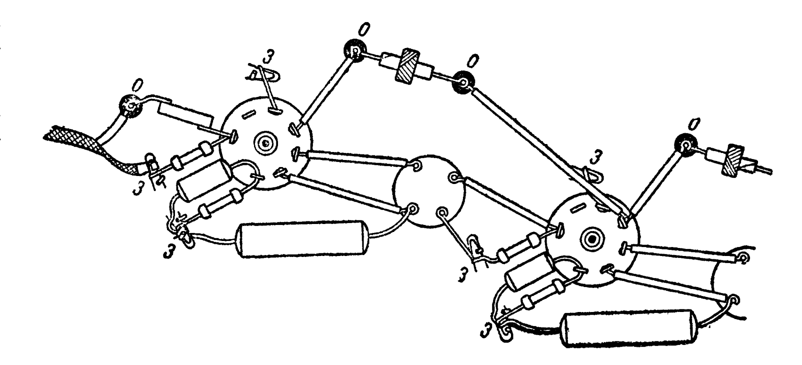


Рис. 22-42. Электрический монтаж с применением соединительных проводников и изоляционных опорных монтажных точек. Лепестки заземления отмечены буквой *З*, а опорные монтажные точки залиты черным и обозначены буквой *О*.

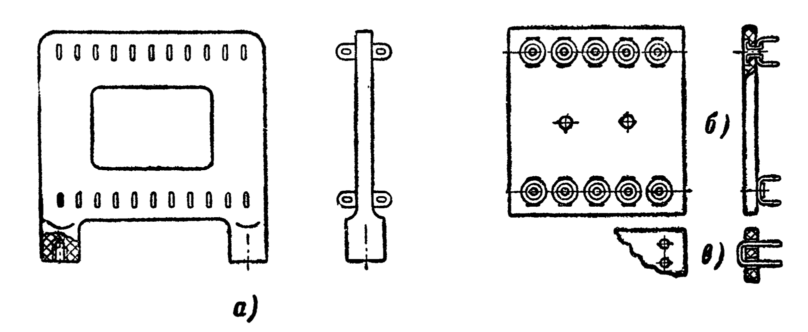


Рис. 22-43. Монтажные платы из пластмассы (*а*), листового гетинакса с лепестками (*б*) и проволочными контактными шпильками (*в*).

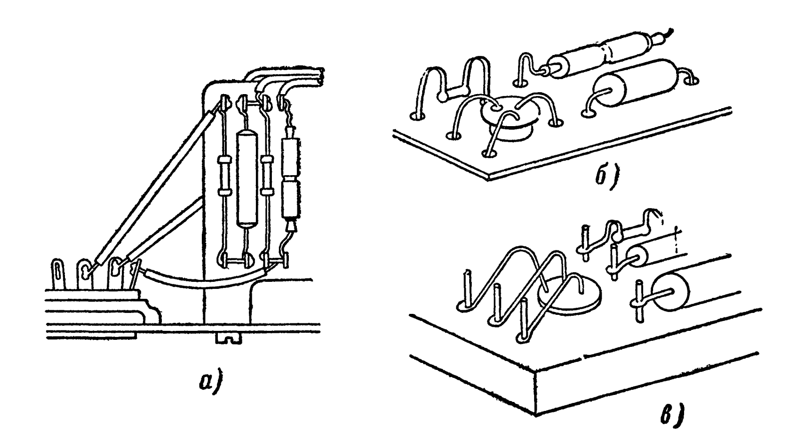
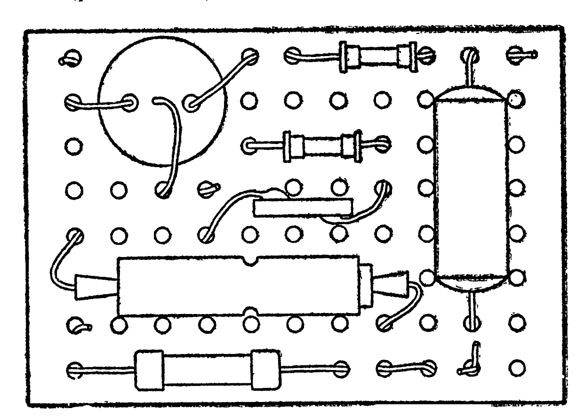


Рис. 22-44. Способы установки деталей и монтажных плат для устройств с электровакуумными приборами (*а*) и транзисторами (*б* и *в*).

Используя фольгированный гетинакс промышленного изготовления в любительских условиях, соединения между отдельными точками схемы можно выполнить механическим или химическим путем, удалив часть металла на поверхности платы.

При механическом способе удаления металла сна-

чала надо разметить плату и нанести карандашом линии в тех ее местах, где необходимо снять фольгу. Затем зубоврачебным бором, зажатым в патрон, укрепленный на оси быстроходного электродвигателя, «сфрезеровывают» фольгу на глубину, несколько большую ее толщины (рис. 22-47, *а*). Для этого же можно использовать



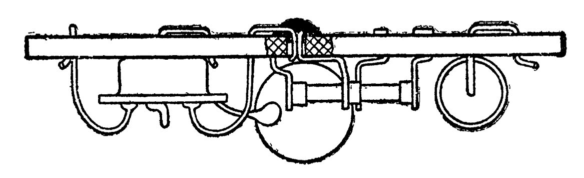


Рис. 22-45. Перфорированная монтажная плата.

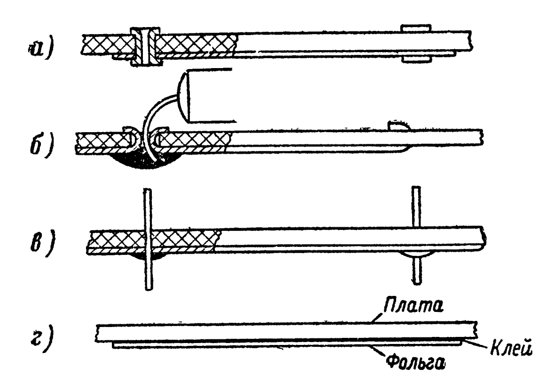


Рис. 22-46. Способы крепления к изоляционной плате плоских (ленточных) проводников: пистонами (*а*), загибанием концов (*б*), пайкой к шпилькам (*в*), клеем (*г*).

и обычный резак из обломка ножовочного полотна (рис. 22-47, *б*).

При химическом стравливании межконтактных промежутков сначала вычерчивают в масштабе 1 : 1 рисунок печатной платы (лучше это делать на миллиметровой бумаге) и через копирку переводят его на поверхность фольгированного гетинакса. Затем соединительные проводники, которые должны остаться на плате, покрывают нитролаком, цапонлаком или подкрашенным клеем БФ, причем места, где получились подтеки, подчищают скаль-

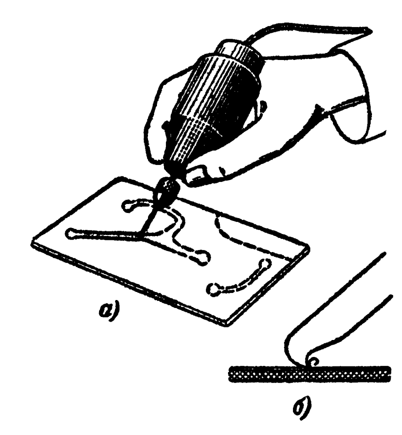
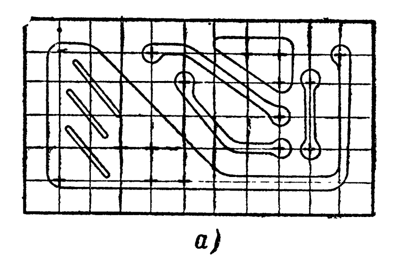
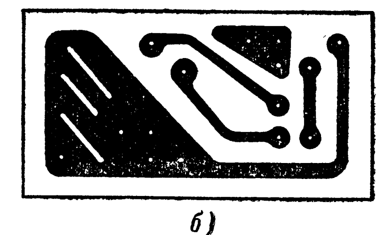


Рис. 22-47. Механические способы выполнения печатного монтажа путем фрезерования.

а — зубоврачебным бором; *б* — резаком.





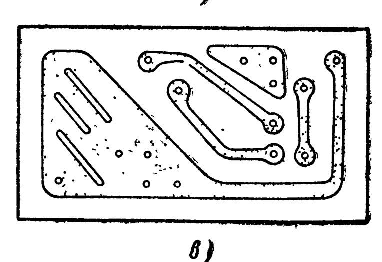


Рис. 22-48. Химический способ выполнения печатного монтажа.

а — рисунок печатного монтажа на бумаге с координатной сеткой; *б* — рисунок печатного монтажа, выполненный специальной краской на меди фольгированного гетинакса; *в* — вид печатного монтажа после выполнения всех операций.

пелем. После этого плату помещают в раствор хлорного железа плотностью 1,3 (в стакан емкостью 200 *см*³ кладут 150 *г* хлорного железа и заливают его до краев водой). Травление лучше всего выполнять в кювете подходящего размера. Раствор надо помешивать или покачивать. При нормальной температуре этот процесс продолжается около часа, а при температуре раствора 40—50° С стравливание происходит за 10—15 *мин*. Готовую плату необходимо тщательно промыть сначала в холодной, а затем в горячей воде и сразу же после этого покрыть канифольным лаком или жидким паяльным флюсом. Последовательность выполнения такого печатного монтажа и конструкция платы показаны на рис. 22-48.

Фольгированную плату можно изготовить и в домашних условиях. Для этого основание платы из органического стекла, эбонита, гетинакса, прессшпана, текстолита или другого подходящего материала промывают в растворе соды, ацетона, спирта или эфира (для обезжиривания), зачищают мелкой шкуркой и приклеивают к нему клеем БФ предварительно обезжиренную и зачищенную медную или латунную фольгу. Нанесенный на основание платы клей должен слегка подсохнуть (склейку производят после второго нанесения клея). После склейки плату просушивают под прессом (тяжелый утюг или металлическая ровная плита и гири) в течение 48 *ч* при комнатной температуре или 3—4 *ч* при температуре 100° С (для гетинакса и текстолита). Целесообразность того или иного вида монтажа деталей определяется в основном назначением устройства, в котором эти детали применяются.

Жесткий навесной монтаж на высокочастотных изоляционных опорниках (керамика, фторопласт) без лишних изгибов с минимальным количеством дополнительных соединений используется например, для устройств работающих в диапазонах коротких и ультракоротких волн.

Навесной монтаж с опорными точками из листовых изоляционных материалов или низкочастотных пластмасс применяют для цепей в усилителях промежуточной и низкой частоты, а также для видеокаскадов простых телевизоров, выполненных на лампах.

Монтаж на плоских платах (печатный, проволочный или с плоскими проводниками) используют для отдельных функциональных узлов сложных приемников или телевизоров, а также для малогабаритной аппаратуры на транзисторах.

Жгутовый монтаж используется для низкочастотных усилителей, выпрямителей и стабилизаторов, релейных схем, а также для соединений между функциональными блоками.

22-9. МОНТАЖНЫЕ МАТЕРИАЛЫ И ИХ ОБРАБОТКА

Соединительные проводники

Электрические соединения деталей устройства выполняются обычно медными проводниками. Проводник должен быть надежно закреплен с выводом детали или другим проводником и между ними должен быть хороший электрический контакт. Надежность механического соединения достигается скручиванием соединительных проводников с выводами деталей или с дополнительными монтажными проводниками (например, с контактными лепестками), а нормальный электрический контакт обеспечивается свинчиванием, пайкой или сваркой соединяемых проводников.

Соединительные проводники могут быть сплошными (одножильными), круглого или прямоугольного сечения, многожильными и плоскими (из фольги). Для монтажа чаще всего применяют круглые провода диаметром 0,5—2 *мм*. Тонкие провода (диаметром не менее 0,35 *мм*) используют иногда для соединения контуров с переключателями, деталей малогабаритного транзисторного приемника и т. п.

Для монтажа на плоских платах в качестве соединительных проводников (перемычек) целесообразно использовать посеребренные, луженые или просто медные без покрытия провода диаметром 0,5—0,8, а для жесткого навесного монтажа 1—1,5 *мм*. Для защиты от замыканий на эти провода надевают кембриковые (линоксиновые) или полихлорвиниловые трубки. При невысоких рабочих напряжениях можно использовать обмоточные провода с эмалевой изоляцией.

Для соединения между собой отдельных деталей или плат с деталями применяют монтажные одножильные или многожильные изолированные провода с лужеными жилами (ПМВ, МГШВ, МГВЛ, БПВЛ и др.). Одножильные провода удобно использовать для жесткого монтажа, а также для перемычек при монтаже на плате или при навесном монтаже. Для жгутового монтажа предпочтительнее многожильные монтажные провода.

При расположении деталей на плоских изоляционных платах соединения целесообразно выполнять медной лентой (фольгой) толщиной 0,03—0,1 *мм*. Промышленные способы такого монтажа называются печатными и имеют много разновидностей. В радиолюбительской практике нашли применение следующие виды плоских проводников: клепаные, гнутые, клееные из лент или фигурных проводников, фрезерованные или стравленные химическим способом. В двух последних случаях используется стандартный фольгированный гетинакс марки ГФ-1, на который в процессе его изготовления (до полимеризации) наклеивают медную фольгу толщиной около 0,05 *мм*.

Соединения проводов между собой, а также с выводами деталей могут быть выполнены скруткой, специальными зажимами, пайкой легкоплавкими припоями или сваркой. Одножильные провода диаметром до 2 *мм* скручивают так, как показано на рис. 22-49, *а*. Если такое соединение нельзя пропаять, то его полезно защитить изоляционной лентой, а ленту затем покрасить водостойкой эмалью. Провода больших размеров удобнее сращивать при помощи соединительной проволоки диаметром 0,2—0,5 *мм* (рис. 22-49, *б*). При необходимости сделать отвод от провода к нему прикручивают (не менее одного оборота под горячую и не менее 6—10 оборотов для холодной пайки) другой проводник (рис. 22-49, *в*).

Многожильные провода соединяют между собой так, как показано на рис. 22-49, *г*. Если провод имеет хлопчатобумажную наружную изоляцию, то после соединения проводов их надо обмотать изоляционной лентой не только в месте соединения, но и в начале хлопчатобумажной обмотки на длину не менее 5—10 *мм*. Скрутку таких проводов делают заглаженной, чтобы отдельные концы жил не прокололи изоляционную ленту и не соединились с другими проводниками или с шасси. Разделка многожильного провода под винт (для штепсельной вилки или розетки) показана на рис. 22-49, *д*. Для надежности контакта колечко и скрутку на конце провода следует пропаять.

Антенный канатик можно соединить следующим образом (рис. 22-49, *е*). Сперва расплетают жилы канатика и расправляют их звездочкой. Затем обрезают среднюю жилу, стыкуют куски, закручивают и пропаивают место

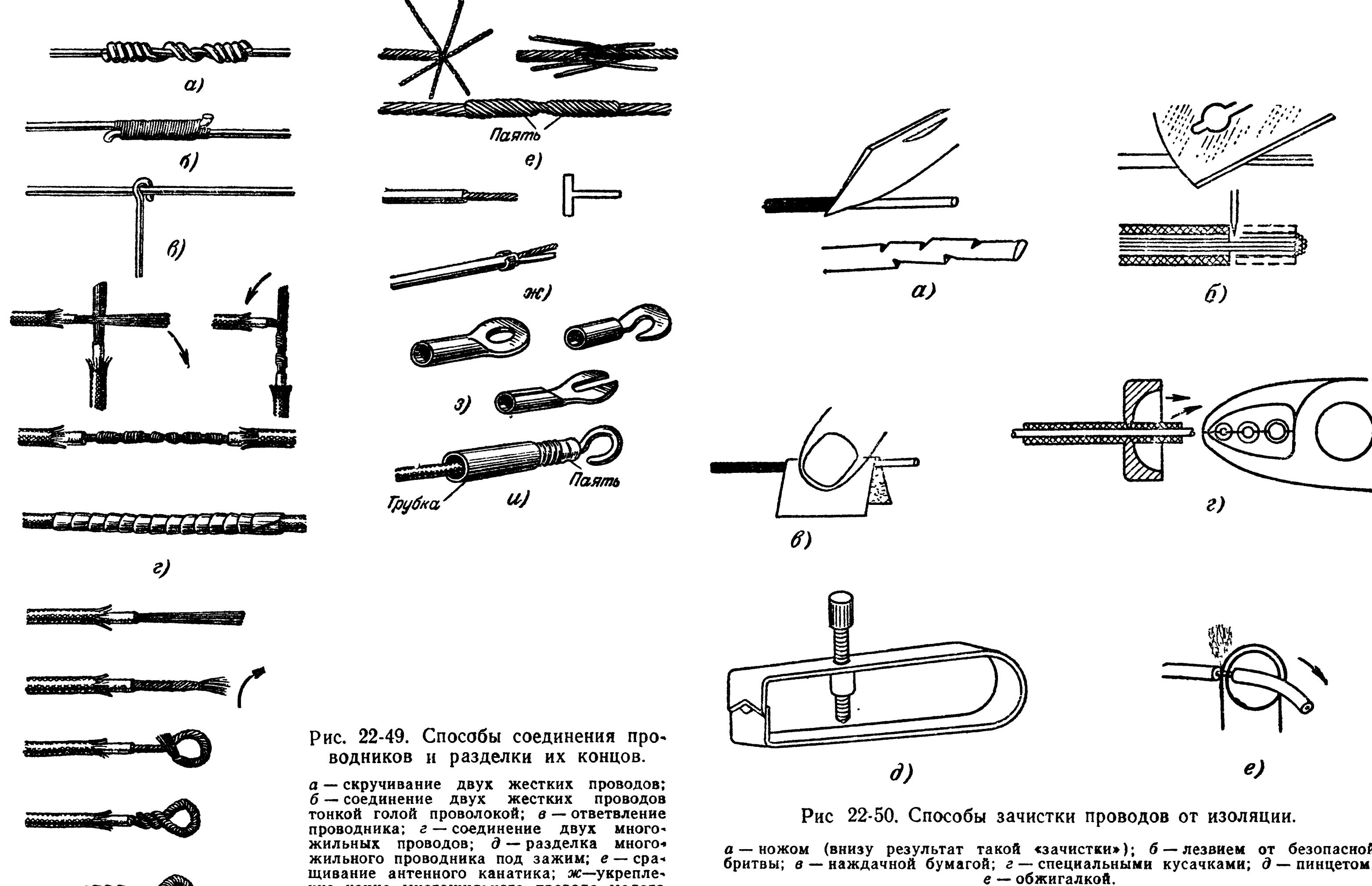


Рис. 22-49. Способы соединения проводников и разделки их концов.

а — скручивание двух жестких проводов; *б* — соединение двух жестких проводов тонкой голой проволокой; *в* — ответвление проводника; *г* — соединение двух многожильных проводов; *д* — разделка многожильного проводника под зажим; *е* — сращивание антенного канатика; *ж*—укрепление конца многожильного провода малого сечения Т-образным наконечником; *з* — кабельные наконечники из листового материала; *и* — самодельный наконечник из жесткой проволоки.

Рис 22-50. Способы зачистки проводов от изоляции.

а — ножом (внизу результат такой «зачистки»); *б* — лезвием от безопасной бритвы; *в* — наждачной бумагой; *г* — специальными кусачками; *д* — пинцетом; *е* — обжигалкой.

соединения. Однако к такому соединению следует прибегать только в крайнем случае, так как под воздействием климатических факторов контакт в месте соединения быстро нарушается, а это вызывает появление помех (тресков) в приемнике.

Если соединительные провода имеют малое сечение (0,07—0,14 *мм*²), то для надежности пайки надо использовать Т-образный наконечник из латуни толщиной 0,2—0,35 *мм* (рис. 22-49, *ж*).

Для винтовых соединений, часто разбираемых в процессе эксплуатации аппарата, концы монтажных проводов надо армировать кабельными наконечниками, показанными на рис. 22-49, *з*. Верхний левый кабельный наконечник требует полного свинчивания гайки или отвинчивания винта, а два следующих наконечника не требуют этого. При отсутствии или невозможности изготовления кабельных наконечников из листового материала (толщина 0,5—2 *мм*) можно изготовить простой кабельный наконечник из голой медной проволоки диаметром 0,8—1,5 *мм*, как это показано на рис. 22-49, *и*. Такой наконечник соединяют с проводом при помощи проволочной спирали. Если при этом пропаять только часть витков спирали (а их должно быть не меньше 10—15), то непропаянные витки будут играть роль пружинного демпфера, не позволяющего обломать провод у кабельного наконечника. На спираль рекомендуется надеть изоляционную трубку.

Зачистка и заделка проводов

Удалять с проводов эмалевую, хлопчатобумажную или пластмассовую изоляцию ножом (рис. 22-50,*а*) или лезвием безопасной бритвы (рис. 22-50, *б*) надо очень аккуратно, потому что после срезания или соскабливания слоя изоляции на одножильном проводе остаются вмятины с острыми углублениями, значительно уменьшающими прочность провода, который после припайки может легко отломиться в этом месте. Для многожильных проводов такая зачистка еще опаснее, так как при этом часть жил может просто отвалиться, а оставшиеся жилы станут непрочными. Поэтому эмалевую изоляцию (особенно на проводах малого диаметра) лучше счищать мелкой наждачной бумагой (рис. 22-50, *в*). Таким же способом можно счищать и нитяную изоляцию, особенно если она предварительно обожжена на спичке.

Для облегчения зачистки многожильных эмалированных проводов (литцендрата) рекомендуется их концы нагреть в пламени спички или спиртовки, а затем быстро опустить в спирт. При этом эмаль трескается и частично осыпается. После этого для полного удаления эмали часто достаточно протереть провода ваткой или слегка зачистить их самой мелкой наждачной бумагой. Провода с высокопрочными эмалями, например ПЭВ, можно зачищать только мелкой наждачной бумагой.

Для удаления пластической или хлопчатобумажной изоляции можно использовать старые кусачки, в которых надо высверлить ряд отверстий (диаметром, равным внутреннему диаметру изоляции) и заточить их края. Такими кусачками сдергивают изоляцию так, как это показано на рис. 22-50, *г*. Еще проще приспособить для этого пинцет из стальной пружины с регулировкой минимального размера отверстия (рис. 22-50, *д*).

Удобно, легко и безопасно для провода удалять изоляцию при помощи специальной обжигалки, сделанной из проволоки от спирали электроплитки, свернутой в виде витка, как показано на рис. 22-50, *е*. Такая обжигалка должна нагреваться за 3—7 *сек* от источника низкого напряжения (например, от электросети через понижающий трансформатор). Нагретым витком обжигалки проводят по тому месту провода, где надо отделить от него изоляцию. Изоляционная оболочка сгорает в этом месте и отделившийся ее кусок легко сдергивается рукой.

Чтобы защитить концы мягких многожильных проводов с наружной оплеткой из ниток от разлохмачивания, необходимо произвести так называемую оклетневку этих концов. Приемы выполнения оклетневки показаны на рис. 22-51, *а*. Для защиты от разлохмачивания концов металлической оплетки у экранированных проводов на конец оплетки навивают спираль из мягкой медной луженой проволоки диаметром 0,2—0,3 *мм* и пропаивают этот манжет или (если оплетку надо подпаять к шасси или к специальному лепестку) на расстоянии 15—20 *мм* от конца провода пинцетом раздвигают жилки оболочки и через образовавшееся отверстие вытаскивают провод, а оставшийся хвост оболочки сплющивают и пропаивают (рис. 22-51, *б*).

Жгуты из проводов увязывают ниткой, продергивая ее так, чтобы получилась самозатягивающаяся петля. Для прочности увязки нитки протирают воском или специальным составом. Прикреплять такой жгут к шасси можно при помощи скобок (рис. 22-51, *в*). Вместо ниток можно использовать клейкую ленту (рис. 22-51, *г*). Если же жгут сделать однослойным (плоским), то его можно просто приклеить к шасси (рис. 22-51, *д*), но в этом случае между проводниками жгута и шасси будут большие паразитные емкости.

Опорные приспособления

Для промежуточного закрепления монтажных проводов и выводов деталей используют различного вида опорные приспособления (пистоны, штырьки, лепестки), укрепляя их на плоских штампованных платах, армируя пластмассой или устанавливая на шасси (для заземления).

Некоторые из таких монтажных приспособлений показаны на рис. 22-52.

Для монтажа транзисторных схем удобно использовать пустотелые тянутые или свернутые заклепки-пистоны (*1* на рис. 22-52, *а*), а также точеные заклепки (*2* на рис. 22-52, *а*), укрепляемые на плоских платах. Для закрепления выводов крупных деталей применяют различные лепестки, от самых простых одинарных (*3* на рис. 22-52, *а*) до более сложных — комбинированных. Чтобы избежать проворачивания лепестка на плате, используют лепестки, у которых основание под развальцовку имеет форму квадрата (*4* на рис. 22-52, *а*). Круглые лепестки (*5* на рис. 22-52, *а*) обеспечивают более плотную компоновку деталей на плате, но имеют малую механическую прочность в заделке. Плоские лепестки (*6* на рис. 22-52, *а*) совмещают в себе целый ряд преимуществ предыдущих конструкций, но требуют специального приспособления для развальцовки на плате.

На рис. 22-52, *б* показаны опорные контакты, смонтированные на изоляционном основании. В опорных приспособлениях *1* и *2* контактами служит медная проволока, запрессованная в пластмассовую деталь. В приспособлениях *3* и *4* запрессован специальный лепесток, причем приспособление *4* может быть использовано для «елочки», в которой каждый последующий лепесток вкладывается в гнездо предыдущего и все это крепится длинным винтом. Приспособления *5*, *6* и *7* изготовлены из штампованных деталей.

При соединении в одной точке нескольких жестких проводов в макетах и в стационарных конструкциях

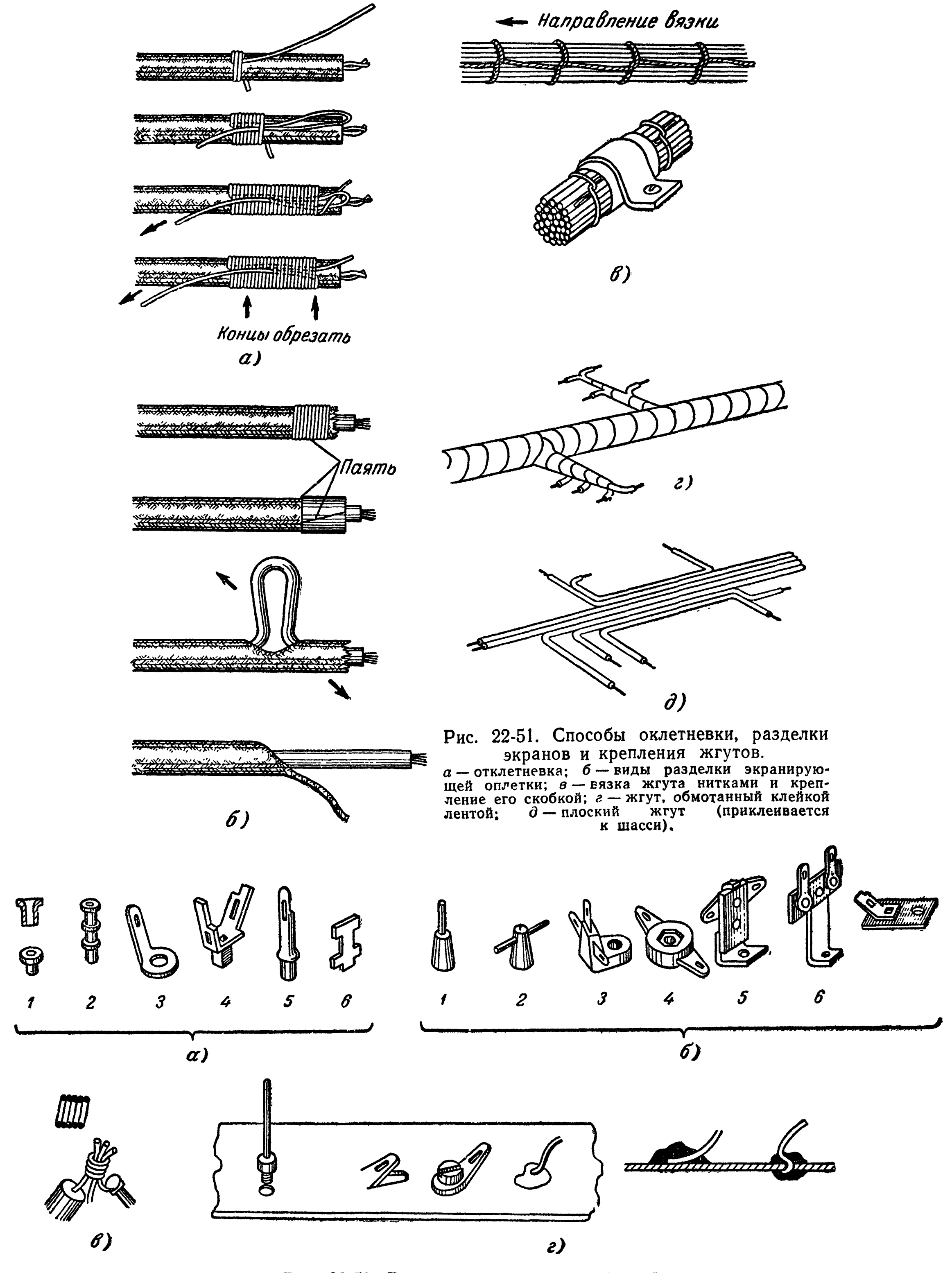


Рис. 22-51. Способы оклетневки, разделки экранов и крепления жгутов.

а — отклетневка; *б* — виды разделки экранирующей оплетки; *в* — вязка жгута нитками и крепление его скобкой; *г* — жгут, обмотанный клейкой лентой; *д* — плоский жгут (приклеивается к шасси).

Рис. 22-52. Виды опорных приспособлений.

а — пистоны и лепестки, *б* — опорные контакты с изоляционным основанием; *в* — опорная спиралька; *г* — способы и приспособления для соединения проводов с шасси аппарата.

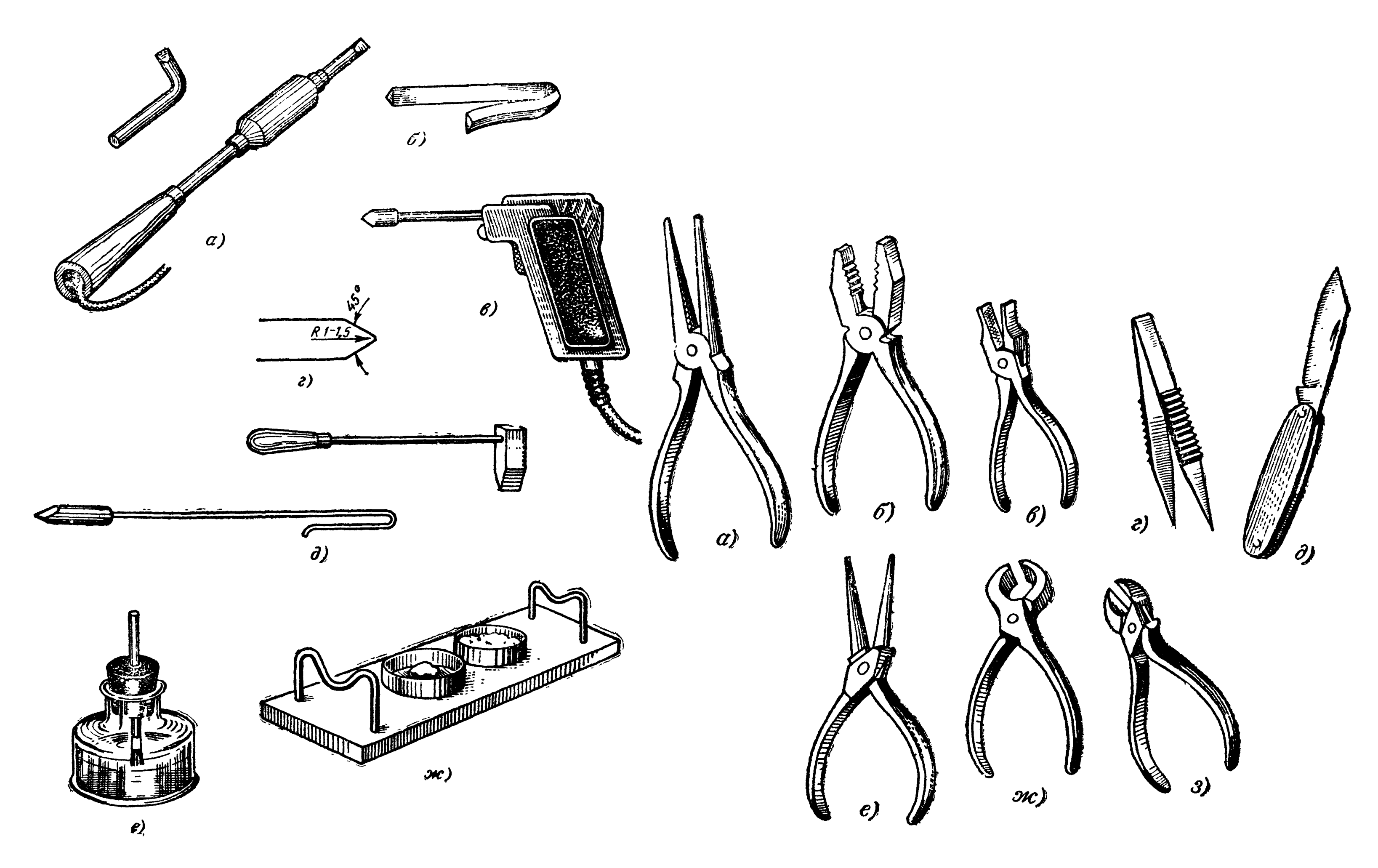


Рис. 22-53. Приспособления для пайки.

а — электрический паяльник со сменными жалами; *б* — припой; *в* — импульсный паяльник; *г* — пример заточки жала паяльника; *д* — паяльник с внешним подогревом на примусе или газовой горелке; *е* — флакон со спиртовым раствором канифоли (флюсом); *ж* — подставка для электрического паяльника.

Рис. 22-54. Комплект монтажного инструмента.

а — овалогубцы; *б* — пассатижи; *в* — плоскогубцы; *г* — пинцет; *д* — нож перочинный; *е* — круглогубцы; *ж* — кусачки; *з* — бокорезы.

удобно использовать спиральку (5—10 витков) из провода диаметром 0,5—1 *мм* (рис. 22-52, *в*).

Для соединения провода с корпусом (шасси) аппарата можно пользоваться различными способами (рис. 22-52, *г*). Можно, например, провод припаять или приварить непосредственно к шасси, предварительно пропустив его (для прочности) через отверстие шасси, или же соединить провод со специальным лепестком, вырезанным в шасси. Если это выполнить нельзя, то для соединения используют шпильки или обычные лепестки, привернутые к шасси.

Пайка

Для пайки монтажных соединений применяют паяльники мощностью 40—120 *вт*. Наибольшее распространение получили торцевые паяльники. При сборке транзисторных схем используют торцевые паяльники мощностью 40 *вт* с диаметром жала 5 *мм*. Часто применяют импульсные паяльники. Для хорошего выполнения пайки необходимо регулировать температуру жала паяльника путем переключения отводов промежуточного трансформатора или при помощи реостата. Приспособления для пайки показаны на рис. 22-53.

Приступая к пайке, сначала надо подготовить концы деталей или проводов под пайку. Для этого их выпрямляют, зачищают и облуживают. При облуживании на конец провода или детали кисточкой наносят каплю флюса, а потом прогревают его паяльником с припоем. Если на паяльнике много припоя, то сразу же после облуживания следует протереть контакт тряпочкой, чтобы не залить отверстие в монтажных лепестках и не увеличить значительно диаметр облуживаемого провода. Закрепив затем конец детали или провода в отверстии лепестка, надо тщательно пропаять это место. Длина проволочного вывода детали до места пайки должна быть не меньше 8—10 *мм*.

При пайке полупроводниковых приборов и малогабаритных деталей надо обязательно пользоваться теплоотводом, а припаивая концы к контактам ламповой панельки, рекомендуется вставлять в нее старую лампу.

Основным инструментом для монтажа (кроме уже указанных приспособлений и паяльника) служат различные плоскогубцы, кусачки, пассатижи, ключи и отвертки. Все эти инструменты надо содержать в образцовом порядке в инструментальных ящиках или на щитах в гнездах. Наиболее необходимый монтажный инструмент показан на рис. 22-54.

22-10. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ, МОДУЛИ И МИКРОМИНИАТЮРИЗАЦИЯ

В настоящее время для повышения качества разработки, ее ускорения, облегчения производства, регулировки и контроля почти все радиоэлектронные устройства монтируются из отдельных функциональных узлов. Сетевой радиовещательный приемник, например, обычно делится на следующие узлы: ультракоротковолновый блок, блок контурных катушек с клавишным переключателем, шасси с каскадами усилителей промежуточной и низкой частоты и блок питания. Аналогично этому телевизор содержит следующие функциональные узлы: переключатель телевизионных каналов, усилители промежуточных частот, звуковой частоты и видеочастоты, каналы селекции и кадровой развертки, каскад задающего генератора строчной развертки, выходной каскад строчной развертки с высоковольтным выпрямителем и демпфером, блок выпрямителей и т. п. Такое разделение аппаратуры позволяет одновременно нескольким регулировщикам вести работу на специально оборудованных рабочих местах, а при ремонте быстрее находить неисправности и целиком заменять неисправный функциональный узел.

Используя этот принцип, можно разбить схему устройства на такие функциональные узлы, количество элементов в которых позволяет собрать их на платах одинаковых размеров и примерно одинаковой высоты. Это особенно легко выполнить для обширного класса различных логических устройств, состоящих из однотипных каскадов типа И, ИЛИ, НЕ и т. п. Такого рода функциональные узлы (триггеры, мультивибраторы, усилители с небольшим коэффициентом усиления, каскады совпадения, запрета, сумматоры и др.) принято называть **модулями**.

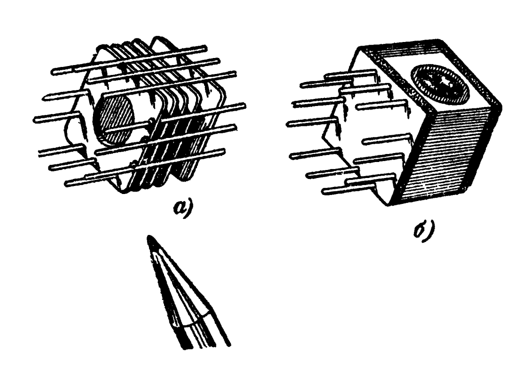


Рис. 22-55. Этажерка микромодуля (*а*) и готовый микромодуль, залитый изоляционным материалом (*б*).

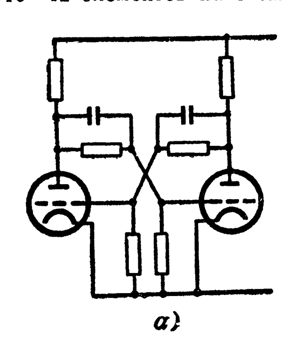
Модули можно выполнять и на платах, размеры которых кратны какому-то одному или двум размерам, взятым в качестве основных, модульных размеров. Иногда крупные модули называют **макромодулями**, а малогабаритные **микромодулями**. Преимущество таких модулей состоит главным образом в том, что их производство можно автоматизировать, а это значительно повышает производительность.

Успехи технологии производства миниатюрных деталей и промышленное применение полупроводниковых приборов позволили в 20—30 раз уменьшить объемы отдельных узлов аппаратов. Для этого применяют микроэлементы со стороной платы размером около 8 *мм*. Собранная этажерка такого микромодуля и микромодуль после его заливки показаны на рис. 22-55.

Основным элементом микромодуля служит керамическая пластинка толщиной 0,25 *мм* и более (в толстых пластинках монтируются полупроводниковые диоды и транзисторы, специальные малогабаритные навесные детали и т. п.). Существует большое количество различных вариантов микромодульного выполнения аппаратуры и самих микроэлементов. Так, например, резисторы микроэлементов выполняются нанесением на микроплату тонких пленок с высоким омическим сопротивлением. Такой способ позволяет получать резисторы сопротивлением от 1 *ом* до 1 *Мом*, рассчитанные на мощность до 0,5 *вт*. Конденсаторы микроэлементов с керамическим диэлектриком изготавливаются на емкость от 2—3 до 5 000—10 000 *пф*. Многопленочные конденсаторы с диэлектриками различного вида (в том числе и электро-

литические конденсаторы) можно изготовить на емкость до 15 *мкф* с рабочим напряжением 35 *в* и выше (до 100 *в*). Аналогичным способом изготавливаются небольшие индуктивности, полупроводниковые диоды, транзисторы и другие микроэлементы.

Предельная плотность монтажа микроэлементов равна 24 элементам в 1 *см*^{3}. Практически же из-за применения более толстых микроэлементов (транзисторы, электролитические конденсаторы и т. п.) удается достигать значений 10—12 элементов на 1 *см*^{3}.



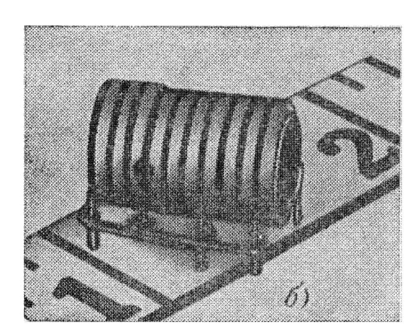


Рис. 22-56. Принципиальная схема (*а*) и внешний вид (*б*) микромодуля ТИММ.

Микромодульные устройства могут быть выполнены не только на полупроводниковых, но и на электровакуумных приборах. В этом случае можно повышать рабочую температуру устройства до нескольких сот градусов. Кроме того, эти устройства очень стойки к воздействию радиационных излучений. Такого рода устройства, получившие название термоионных интегральных микромодулей (сокращенно ТИММ), выполняются в виде конструкций из различных по назначению керамических и металлических деталей цилиндрической формы.

Схема и внешний вид микромодуля ТИММ показаны на рис. 22-56. Размеры микромодулей ТИММ различны. Триггер, например, диаметром 8 и высотой около 9 *мм*. Плотность монтажа в таких микромодулях около 14 деталей в 1 *см*^{3}. Для их нормальной работы требуется, чтобы внутри титанокерамических безнакальных ламп (составляющих основу микромодулей ТИММ) была температура около 600° С. Для запуска такой схемы ее надо предварительно разогреть. В дальнейшем тепло, необходимое для разогрева катодов, выделяется за счет рассеяния мощности в активных и пассивных элементах микромодуля.

Дальнейшим развитием плоских микромодульных конструкций явились пленочные микросхемы. В них на керамическую, стеклянную или какую-либо изоляционную подложку наносят различные пленки. Элементы микросхемы в большинстве случаев конструктивно неотделимы и несменяемы. Однако возможность обнаружения отдельных элементов и контроль их параметров позволяют рассматривать пленочную микросхему как особый конструктивный вариант выполнения обычных модульных электронных схем.

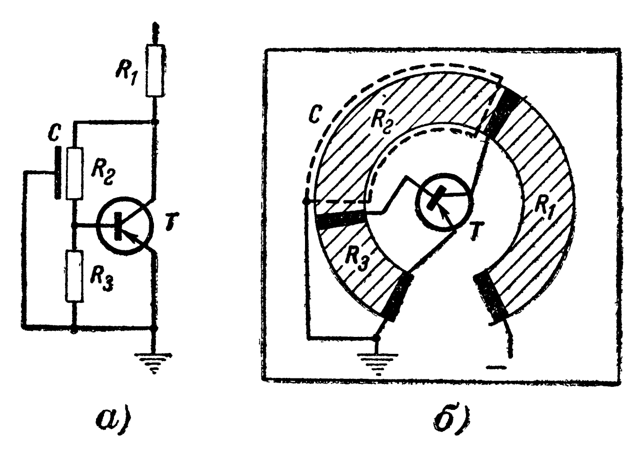


Рис. 22-57. Принципиальная схема (*а*) и эскиз конструкции (*б*) пленочной микросхемы.

В отличие от плоских микромодулей, в которых обязательно строгое расположение выводов, пленочные микросхемы могут иметь различные варианты расположения выводов. Используя диэлектрическую подложку, с одной стороны которой нанесен слой проводника, а с другой полупроводника, можно получить резистивно-емкостную цепь с распределенными параметрами, которая оказывается намного более эффективной, чем аналогичная цепь с распределенными параметрами. Это свойство позволяет ограничиться меньшим количеством элементов при выполнении различных *RC* и *LC* фильтров.

Пример выполнения пленочного генератора показан на рис. 22-57. Как видно из его принципиальной схемы, фазосдвигающий элемент выполнен в виде распределенного *RC* четырехполюсника, эквивалентного различного рода *Т*-мостам. На том же рисунке показана и схема конструкции этого генератора. Экспериментальный образец такого устройства имеет диаметр защитного корпуса 22 и толщину 0,5 *мм*. Плотность монтажа равна 26 элементам на 1 *см*^{3} при весе 1,4 *г* (вес генератора в корпусе около 4 *г*). Транзистор изготавливается в виде обычного микроэлемента навесного типа и впаивается в схему.

Для выполнения генератора используется осаждение пленок с двух сторон диэлектрической подложки. На лицевой стороне ее располагаются резисторы R_1, R_2 и R_3, а на оборотной, против резистора R_2 наносится слой проводника, образующий совместно с R_2 резистивно-емкостный элемент с распределенными параметрами.

Пленочные элементы могут выполняться со следующими характеристиками. Сопротивления резисторов могут быть от 200 до 10 000 *ом* на квадрат (измеряется сопротивление пленки между двумя сторонами квадрата со

стороной 1 *см*), что позволяет иметь номинальные значения до сотен тысяч ом. Конденсаторы можно получить емкостью до 0,02 *мкф* на 1 $см^2$ (для однослойных) и до 10 *мкф* на 1 $см^2$ (для многослойных). Индуктивности могут быть выполнены на значения, не превышающие единиц микрогенри. Однако специальные конструкции тороидального типа с обмоткой из микропровода позволяют получать индуктивности до десятка миллигенри. Разрабатываются и пленочные полупроводниковые приборы. В настоящее время уже получены пленочные диоды и транзисторы.

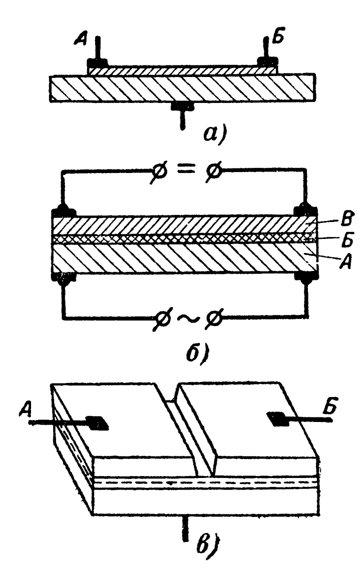


Рис. 22-58. Схемы образования *RC* цепи с распределенными параметрами (*а*), выпрямителя (*б*) и униполярного транзистора (*в*).

Хотя устройства пленочного типа позволяют значительно повысить плотность монтажа и получить ряд других преимуществ, в них все же имеется довольно значительный резерв по миниатюризации за счет устранения подложек, выполняющих роль только несущих, пассивных элементов, а также и за счет устранения промежуточных паяных соединений. Использование этих резервов и различных эффектов твердого тела (пьезоэлектрического, термоэлектрического, фотоэлектрического, молекулярных, атомных и ядерных резонансов, криогенных явлений, магнитных свойств тонких пленок и магнитострикционного эффекта) позволяет получить устройства, не имеющие ярко выраженных элементов, но обладающие свойствами целых схем.

Это направление, получившее название **молекулярной электроники**, привело к созданию ряда сверхминиатюрных узлов. Основой для их разработки послужили новейшие достижения в технологии производства и обработки полупроводниковых материалов. Их называют молекулярными устройствами или схемами, твердыми схемами, интегральными схемами, молетронными и микроэлектронными устройствами.

В отличие от всех остальных устройств в молетронном устройстве большинство или даже все его элементы конструктивно объединены и изготовляются одновременно путем выполнения ряда технологических процессов. Заменить или откорректировать отдельный элемент в этом случае невозможно. В ряде случаев невозможно и замерить характеристики отдельных элементов. Поэтому основное значение имеют не характеристики отдельных элементов, а характеристики всего устройства в целом, которые зависят не от схемной, а от конструктивно-технологической разработки.

Основой молетронных устройств является полупроводниковый слой или брусок, на который наносят различные пленки. На рис. 22-58 показаны три конструктивные схемы молетронных устройств. На монокристалл полупроводника с проводимостью одного типа осажден тонкий слой полупроводника с высоким удельным сопротивлением и проводимостью другого типа (рис. 22-58, *а*). В месте соприкосновения слоев образуется *p-n* переход. Если к выводам *А* и *Б* приложить внешнюю э. д. с., а на *p-n* переход подать запирающее напряжение, то получится устройство, характеристики которого эквивалентны *RC* цепи с распределенными параметрами (сопротивление полупроводника и емкость перехода).

При нагреве переменным током слоя полупроводника *А* (рис. 22-58, *б*) тепло через тонкую диэлектрическую прокладку *Б*, разделяющую две цепи, нагревает термоэлектрический слой *В*, на выводах которого получается постоянный ток. Это устройство эквивалентно выпрямителю с высококачественным фильтром. Соединив два полупроводниковых материала разной проводимости в двухслойную пластину с *p-n* переходом на границе между слоями и пазом в одном из материалов, достаточно близко подходящим к границе, и подав на зажимы *А* и *Б* э. д. с., а на основание запирающее напряжение (рис. 22-58), можно получить устройство, называемое униполярным транзистором (ключом). Ряд последовательно соединенных устройств такого типа, выполненных из однородного бруска материала, позволяет получить логическую схему И, управляемую несколькими сигналами.

Плотность монтажа отдельных функциональных узлов молетронных устройств может достигать 350 000 элементов в 1 $см^3$, но из-за соединительных проводников она снижается до 9 000 элементов в 1 $см^3$, а с учетом герметизации и внешних соединений еще уменьшается до нескольких сотен элементов в 1 $см^3$. Тем не менее, такая плотность монтажа в 10 раз больше, чем в пленочных микросхемах и в сто раз больше, чем в микромодулях. Вместе с тем, молетронные устройства обладают весьма высокой надежностью.

ЛИТЕРАТУРА

Сачков Д. Д., Конструирование радиоаппаратуры, Госэнергоиздат, 1951.

Варламов Р. Г., Компоновка радиоэлектронной аппаратуры, изд-во «Советское радио», 1966.

К

Л

М

Т

У

Цена 2 р. 90 к.